



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR -TE 141599

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI SOFT-SWITCHING
BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER DENGAN METODE
INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI ENERGY
STORAGE SYSTEM PADA PESAWAT TANPA AWAK
TENAGA SURYA**

Dian Akbar Karismasani
NRP 2213 100 102

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo S.T., M.T., Ph.D.
Ronny Mardiyanto, S.T., M.T., Ph.D.

DEPATEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT-TE 141599

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOFT-SWITCHING
BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER WITH COUPLED
INDUCTOR METHOD FOR ENERGY STORAGE SYSTEM
APPLICATION ON SOLAR POWERED UNMANNED
AERIAL VEHICLES**

Dian Akbar Karismasani
NRP 2213 100 102

Advisor
Heri Suryoatmojo S.T., M.T., Ph.D.
Ronny Mardiyanto, S.T., M.T., Ph.D.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTEMENT
Faculty of Electrical Technology
Sepuluh Nopember Institute of Technology
Surabaya 2017

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul "**Desain dan Implementasi *Soft-Switching* Bidirectional DC-DC Converter dengan Metode Induktor Terkopel untuk Aplikasi *Energy Storage System* pada Pesawat Tanpa Awak Tenaga Surya**" adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, 5 Juni 2017



Dian Akbar Karismasani
NRP. 2213100102

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI SOFT-SWITCHING
BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER DENGAN METODE
INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI ENERGY
STORAGE SYSTEM PADA PESAWAT TANPA AWAK TENAGA
SURYA**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada
Bidang Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui:

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II

Heri Suryoatmojo S.T., M.T., Ph.D. Ronny Mardiyanto, S.T., M.T., Ph.D.
NIP 198006032006041003 NIP 198101182003121003



DESAIN DAN IMPLEMENTASI *SOFT-SWITCHING* *BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER* DENGAN METODE INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI *ENERGY STORAGE SYSTEM* PADA PESAWAT TANPA AWAK TENAGA SURYA

ABSTRAK

Penelitian tentang *Unmanned Aerial Vehicles* (UAV) berbasis energi terbarukan sedang berkembang belakangan ini. Energi yang diperoleh dikelola dalam suatu *Energy Storage System* (ESS). Agar ESS tidak membebani UAV, maka desain yang ringan dan efisien diperlukan. Salah satu perangkat elektronika daya yang ada pada ESS adalah konverter DC-DC *bidirectional*. Konverter *bidirectional* merupakan perangkat elektronika daya yang mampu menaikkan atau menurunkan tegangan yang bergantung pada arah aliran daya yang mengalir pada perangkat. Dalam mendesain konverter DC-DC *bidirectional* yang baik pada UAV, terdapat dua syarat yaitu berukuran kecil dan efisiensi tinggi. Untuk meminimalisir ukuran, dapat dilakukan dengan mendesain frekuensi operasi *switching* setinggi mungkin. Namun, dengan semakin tinggi frekuensi operasi *switching*, maka total efisiensi pada konverter akan semakin kecil karena rugi *switching* berbanding lurus dengan frekuensi operasi. Maka dari itu, *soft-switching* pada *converter* dibutuhkan untuk mengurangi rugi pada saat *switching*. Selain itu dengan *soft-switching*, stres tegangan dan stress arus pada rangkaian dapat dikurangi sehingga reliabilitas *converter* semakin tinggi. Dalam penelitian ini akan dirancang dan diimplementasikan topologi konverter *buck boost DC-DC bidirectional* yang memanfaatkan *couple inductor* dengan kemampuan *soft switching* dan efisiensi yang tinggi di berbagai level beban dengan penurunan *switching loss* sebesar 35,73 % pada mode buck dan 25,96 % pada mode boost pada implementasi.

Kata Kunci : *Soft-Switching*, induktor terkopel, konverter *bidirectional*.

--Halaman ini sengaja dikosongkan--

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOFT-SWITCHING BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER WITH COUPLED INDUCTOR METHOD FOR ENERGY STORAGE SYSTEM APPLICATION ON SOLAR POWERED UNMANNED AERIAL VEHICLES

ABSTRACT

Research about Unmanned Aerial Vehicles (UAV) that using renewable energy is getting popular recently. The collected energies managed in an Energy Storage System (ESS). proper design of ESS is required to get lighter and efficient system to avoid more load on UAV. One of the power electronics devices that exist in the ESS is a bidirectional DC-DC converter. Bidirectional converter is power electronic device that can step up or step down voltage that depend on power flow direction. In designing a good bidirectional DC-DC converter, there are two criteria that we must achieve, that are small on size and high efficiency. to reduce the size of converter, we can increase the design rating of the operating switching frequency of bidirectional converter. However, the increase on operating switching frequency will generate greater losses due to fast switching activity. Furthermore this will lower the total efficiency of the converter. Therefore, implementing soft switching on the converter is essential. In order to overcome the switching losses. Moreover, the implementation of soft switching may reduce the voltage stress and current stress on main converter circuit so that the converter reliability can increase. This research will be focusing on design and implementation of bidirectional buck boost DC-DC converter topology that utilizes coupled inductor with soft switching capability and high efficiency at various load levels with switching loss decrease about 35,73 % on buck mode dan 25,96 % on boost mode.

Keyword : *Soft-Switching, Coupled Inductor, bidirectional converter.*

--Halaman ini sengaja dikosongkan--

KATA PENGANTAR

Puji syukur senantiasa saya panjatkan kehadirat Illahi Rabbi Allah SWT. Karena atas berkah limpaham rahmatnya, saya dapat menyelesaikan buku Tugas Akhir ini dengan judul **“Desain dan Implementasi *Soft-Switching* Bidirectional DC-DC Converter dengan Metode Induktor Terkopel untuk Aplikasi *Energy Storage System* pada Pesawat Tanpa Awak Tenaga Surya”**. Buku ini saya persembahkan khususnya untuk kedua orang tua saya dan umumnya untuk bahan referensi penelitian selanjutnya. Qulil Haqqa Walau Kaana Murran. Katakan Kebenaran Walau itu Pahit. Saya menyadari bahwa penulisan buku Tugas Akhir ini masih jauh dari kata sempurna. Oleh karena itu, saya mengharapkan kritik dan saran dari pembaca untuk perbaikan pada penulisan buku-buku penelitian selanjutnya.

Selama pengerjaan Tugas Akhir ini banyak pihak-pihak yang membantu baik berupa doa, bimbingan dan jasa dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini dan tidak lupa saya mengucapkan terima kasih kepada :

1. Bapak Heri Suryoatmojo selaku dosen pembimbing satu pada Tugas Akhir ini dan selaku kepala Laboratorium Konversi Energi atas peminjaman peralatan laboratorium untuk pengujian Tugas Akhir ini
2. Bapak Ronny Mardiyanto dosen pembimbing dua pada Tugas Akhir ini
3. Kedua orang tua dan adik-adik saya yang telah mendoakan dan memberikan semangat selama pengerjaan Tugas Akhir ini
4. Keluarga besar E53 dan Laboratorium Konversi Energi yang telah memberikan dukungan dan doa
5. Rekan rekan kabinet plus Departemen Komunikasi dan Informasi yaitu Taufani, Fafa, Alifi, Ima, dan Bayu yang selalu memberikan semangat dan doa satu sama lain disaat pengerjaan tugas akhir.
6. *Partner* kerja sama Fahad, Irawan, Mendung, Indra dan Alifi yang samasama mengambil topik mengenai elektronika daya
7. Rekan satu lab saya Rifki, dan Bagus yang telah banyak membantu menyelesaikan tugas akhir ini
8. beberapa rekan saya yang dulu pernah memberikan dukungan dan menjadi semangat saya dalam mengerjakan Tugas Akhir.
9. Dan semua orang yang tidak dapat disebutkan satu persatu.

Saya mengucapkan terima kasih atas doa dan dukungannya dalam menyelesaikan buku Tugas Akhir ini. Semoga buku Tugas Akhir ini dapat bermanfaat untuk penelitian selanjutnya dan sebagai bahan menuntut ilmu. Akhir kata saya mengucapkan mohon maaf apabila ada kesalahan selama ini.

Surabaya, 5 Juni 2017

Dian Akbar Karismasani

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR PERNYATAAN	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR TABEL.....	xiii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1. Latar Belakang	1
1.2. Perumusan Masalah.....	2
1.3. Tujuan.....	2
1.4. Batasan Masalah.....	2
1.5. Metodologi.....	3
1.6. Relevansi.....	4
1.7. Sistematika Penulisan.....	4
BAB 2 KONVERTER BI-DIRECTIONAL DENGAN INDUKTOR TERKOPEL.....	7
2.1. Konverter Bidirectional	7
2.1.1. Penurunan Persamaan Rasio Konversi Mode Buck	9
2.1.2. Penurunan Persamaan Rasio Konversi Mode Boost	11
2.2. Soft-Switching.....	14
2.3. Induktor Terkopel.....	16
2.3.1. Self Inductance dan Mutual Inductance	17
2.3.2. Pemodelan Induktor Terkopel.....	20
2.4. Konverter Bidirectional dengan Induktor Terkopel	21
2.4.1. Metode Pensaklaran Konverter	22
2.4.2. Mode Operasi Buck	23
2.4.3. Mode Operasi Boost	31
2.5. Penurunan parameter Komponen	39
BAB 3 DESAIN DAN IMPLEMENTASI.....	43
3.1. Desain Konverter Bidirectional.....	43
3.2. Simulasi	53
3.3. Implementasi.....	61
BAB 4 HASIL IMPLEMENTASI DAN ANALISIS	67
4.1. Pengujian Sinyal PWM.....	68
4.2. Pengujian Pensaklaran Mode Buck	69

4.3.	Pengujian Pensaklaran Mode Boost.....	70
4.4.	Pengujian Arus pada Induktor	72
4.5.	Analisa switching loss pada Konverter Bidirectional	73
4.6.	Analisa Efisiensi Hard-Switching dan Soft-Switching pada Konverter Bidirectional.....	76
BAB 5 PENUTUP		81
5.1.	Kesimpulan.....	81
5.2.	Saran.....	81
DAFTAR PUSTAKA.....		83
LAMPIRAN.....		85
RIWAYAT PENULIS.....		87

TABLE OF CONTENTS

TITLE	
STATEMENT OF AUTHENTICITY SHEET	
APPROVAL SHEET	
ABSTRACT (IND).....	i
ABSTRACT (ENG).....	iii
PREFACE	v
TABLE OF CONTENT	vii
ILLUSTRATIONS	xi
TABLES	xiii
BAB 1 INTRODUCTION	1
1.1. Background of Problem	1
1.2. Problems	2
1.3. Objectives	2
1.4. Problem Limitations	2
1.5. Methodology	3
1.6. Relevance	4
1.7. Writing Schematics	4
BAB 2 BI-DIRECTIONAL CONVERTER WITH COUPLED INDUCTOR.....	7
2.1. Bidirectional Converter.....	7
2.1.1. Derivation of Conversion Ratio Equation on Buck Mode....	9
2.1.2. Derivation of Conversion Ratio Equation on Boost Mode.	11
2.2. Soft-Switching.....	14
2.3. Coupled Inductor.....	16
2.3.1. Self Inductance and Mutual Inductance	17
2.3.2. Coupled Inductor Modeling	20
2.4. Bidirectional Converter with Coupled Inductor.....	21
2.4.1. Switching Strategy.....	22
2.4.2. Buck Mode	23
2.4.3. Boost Mode	31
2.5. Derivation of Component Parameter.....	39
BAB 3 DESIGN AND IMPLEMENTATION.....	43
3.1. Design of Bidirectional Converter	43
3.2. Simulation	53
3.3. Implementation	61
BAB 4 IMPLEMENTATION RESULT DAN ANALISIS.....	67
4.1. PWM signal Test.....	68
4.2. Buck Mode Switching Test	69

4.3.	Boost Mode Switching Test	70
4.4.	Inductor Current Test.....	72
4.5.	Bidirectional Converter Switching Loss Analysis	73
4.6.	Bidirectional Converter Hard-Switching dan Soft-Switching Efficiency Analysis.....	76
BAB 5 CLOSING		81
5.1.	Conclusion.....	81
5.2.	Advice	81
REFERENCE.....		83
ENCLOSURE		85
BIOGRAPHY		87

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Sistem manajemen daya sederhana pada pesawat tanpa awak.	7
Gambar 2.2 Topologi <i>bidirectional DC-DC converter</i> konvensional tipe <i>non-isolated</i>	8
Gambar 2.3 Bentuk gelombang rangkaian konverter <i>konvensional</i> pada mode operasi <i>buck</i>	9
Gambar 2.4 Topologi <i>bidirectional DC-DC converter</i> konvensional mode operasi <i>buck</i>	10
Gambar 2.5 Bentuk gelombang rangkaian konverter <i>konvensional</i> pada mode operasi <i>boost</i>	12
Gambar 2.6 Topologi <i>bidirectional DC-DC converter konvensional</i> mode operasi <i>boost</i>	12
Gambar 2.7 Gelombang tegangan saat transisi <i>hard-switching</i>	15
Gambar 2.8 Gelombang tegangan saat transisi <i>soft-switching</i>	15
Gambar 2.9 Rangkaian ideal induktor terkopel.	16
Gambar 2.10 Hubungan <i>dot convention</i> pada induktor terkopel.	19
Gambar 2.11 Pemodelan Induktor Terkopel dengan Transformator Ideal.	20
Gambar 2.12 Pemodelan Induktor Terkopel dengan <i>T network</i>	20
Gambar 2.13 Topologi <i>soft-switching bidirectional DC-DC converter</i> tipe <i>non-isolated</i> dengan induktor terkopel	21
Gambar 2.14 Mode Operasi Topologi <i>bidirectional DC-DC converter</i> Dengan induktor terkopel	22
Gambar 2.15 Bentuk gelombang i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} , V_{GS2} , V_{S2} , dan i_{S2} pada saat mode operasi <i>buck</i>	24
Gambar 2.16 Rangkaian ekuivalen pada berbagai segmen waktu pada mode operasi <i>buck</i>	25
Gambar 2.17 Rangkaian ekuivalen induktor terkopel mode operasi <i>buck</i>	28
Gambar 2.18 Bentuk gelombang i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} , V_{GS2} , V_{S2} , dan i_{S2} pada saat mode operasi <i>boost</i>	32
Gambar 2.19 Rangkaian ekuivalen pada berbagai segmen waktu pada mode operasi <i>boost</i>	33
Gambar 2.20 Rangkaian ekuivalen induktor terkopel mode operasi <i>boost</i>	36
Gambar 3.1 Diagram Blok Rangkaian <i>bidirectional DC-DC Converter</i> dengan Kopel Induktor.	43

Gambar 3.2 Simulasi konverter DC-DC <i>bidirectional</i> dengan induktor terkopel.	53
Gambar 3.3 Bentuk gelombang V_{GS1} , V_{GS2} , i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} dan V_h pada saat mode operasi <i>buck</i>	54
Gambar 3.4 Bentuk gelombang V_{GS1} , V_{GS2} , i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} dan V_h pada saat mode operasi <i>boost</i>	55
Gambar 3.5 Grafik simulasi <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S1 mode <i>buck</i>	57
Gambar 3.6 Grafik simulasi <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S2 mode <i>buck</i>	58
Gambar 3.7 Grafik simulasi <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S1 mode <i>boost</i>	59
Gambar 3.8 Grafik simulasi <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S2 mode <i>boost</i>	60
Gambar 3.9 Blok diagram rangkaian implementasi.	62
Gambar 3.10 Rangkaian implementasi konverter DC-DC <i>bidirectional</i> dengan induktor terkopel	66
Gambar 4.1 Alat Pengujian	67
Gambar 4.2 Bentuk gelombang sinyal tegangan gate-source.pada MOSFET.	68
Gambar 4.3 Bentuk gelombang pensaklaran S1 pada mode <i>buck</i>	69
Gambar 4.4 Bentuk gelombang pensaklaran S2 pada mode <i>buck</i>	69
Gambar 4.5 Bentuk gelombang pensaklaran S1 pada mode <i>boost</i>	71
Gambar 4.6 Bentuk gelombang pensaklaran S2 pada mode <i>boost</i>	71
Gambar 4.7 Bentuk gelombang arus V_{GS1} , i_{L1} , i_{L2} dan i_{L3} pada mode <i>buck</i>	72
Gambar 4.8 Bentuk gelombang arus V_{GS1} , i_{L1} , i_{L2} dan i_{L3} pada mode <i>boost</i>	72
Gambar 4.9 Grafik <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S1 mode <i>buck</i>	74
Gambar 4.10 Grafik <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S2 mode <i>buck</i>	74
Gambar 4.11 Grafik <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S1 mode <i>boost</i>	75
Gambar 4.12 Grafik <i>switching loss</i> pada <i>switch</i> S2 mode <i>boost</i>	75
Gambar 4.13 Grafik efisiensi rangkaian konverter DC-DC <i>bidirectional</i> mode operasi <i>buck</i>	77
Gambar 4.14 Grafik efisiensi rangkaian konverter DC-DC <i>bidirectional</i> mode operasi <i>boost</i>	77
Gambar 4.15 Grafik arus I_{L1} pada mode operasi <i>buck</i>	78
Gambar 4.16 Grafik arus I_{L2} pada mode operasi <i>buck</i>	79
Gambar 4.17 Grafik arus I_{L3} pada mode operasi <i>buck</i>	79

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Pola pensaklaran konverter <i>bidirectional</i> kopel induktor	22
Tabel 3.1	Desain Awal Rangkaian	44
Tabel 3.2	Parameter rangkaian konverter <i>bidirectional</i> dengan induktor terkopel.	52
Tabel 3.3	Tabel <i>switching loss</i> pada simulasi	61
Tabel 3.4	Tabel spesifikasi ETD 49	63
Tabel 3.5	Tabel spesifikasi T 157-2	65
Tabel 3.6	Tabel Komponen Implementasi	65
Tabel 4.1	Tabel <i>switching loss</i> pada simulasi	75
Tabel 4.2	Efisiensi rangkaian konverter DC-DC <i>bidirectional</i> mode operasi <i>buck</i>	76
Tabel 4.3	Efisiensi rangkaian konverter DC-DC <i>bidirectional</i> mode operasi <i>boost</i>	77

--Halaman ini sengaja dikosongkan--

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Saat ini penelitian dan pengembangan *Unmanned Aerial Vehicles* (UAV) bertenaga energi terbarukan seperti sel surya dan *fuel cell* marak digalakkan. Hal ini berkaitan dengan teknologi UAV bertenaga bahan bakar fosil yang memiliki beberapa kelemahan yaitu memiliki gas buang yang tidak ramah lingkungan dan memiliki keterbatasan pada jam terbang. Terbatasnya jam terbang dikarenakan jumlah volume bahan bakar yang perlu dibawa oleh UAV harus semakin banyak jumlahnya apabila ingin memiliki jam terbang yang panjang. Hal ini akan berdampak pada berat total UAV sehingga daya yang dibutuhkan untuk terbang semakin besar [1]. Implementasi sel surya dan *fuel cell* pada UAV memungkinkan jam terbang yang panjang dan lebih ramah lingkungan. Pada saat siang hari, kelebihan energi yang diperoleh dari sel surya disimpan dalam baterai, sedangkan pada malam hari ketika tidak ada cahaya matahari, energi pada baterai digunakan untuk menyuplai beban listrik yang ada di UAV. UAV dengan jam terbang yang panjang dapat diaplikasikan untuk pemetaan skala besar, observasi, atau rele telekomunikasi. Fungsi-fungsi tersebut dapat diimplementasikan untuk misi *Search-And-Rescue* (SAR), pemantau industri atau agrikultur, survei meteorologi, patroli perbatasan, dan lain lain. [1].

Untuk mendistribusikan semua daya yang diterima dari perangkat konversi energi terbarukan, desain Energy Storage System (ESS) yang ringan dan efisien pada UAV diperlukan. Salah satu perangkat elektronika daya yang ada pada ESS adalah *bidirectional DC-DC converter*. Dalam mendesain *bidirectional DC-DC converter* yang baik pada UAV, terdapat dua syarat yaitu memiliki ukuran yang kecil dan memiliki efisiensi yang tinggi. Untuk membuat *converter* yang kecil dapat dilakukan dengan mendesain frekuensi operasi *switching* pada *converter* setinggi mungkin. Namun, dengan semakin tinggi frekuensi operasi *switching*, maka total efisiensi pada konverter akan semakin kecil. Hal ini karena rugi *switching* berbanding lurus dengan frekuensi operasi. Maka dari itu, *soft-switching* pada *converter* dibutuhkan untuk mengurangi rugi pada saat *switching*. Selain itu dengan *soft-switching* stres tegangan dan stress arus pada rangkaian dapat dikurangi sehingga reliabilitas *converter* semakin tinggi [2].

Maka dari itu untuk mengatasi permasalahan tersebut, penulis mengajukan penggunaan model topologi *bidirectional DC-DC buck boost converter* tipe *nonisolated* dengan *soft switching* yang memanfaatkan *couple inductor*. Dengan penerapan topologi ini, diharapkan dapat meningkatkan performa *bidirectional converter* dengan kemampuan *soft switching* dan efisiensi yang tinggi di berbagai level beban. [2]

1.2. Perumusan Masalah

Untuk memaksimalkan durasi penerbangan UAV, desain ESS yang ringan dan reliabel. Salah satu komponen penting dalam ESS adalah *bidirectional DC-DC converter*, dimana konverter ini berperan mengatur daya yang mengalir antara sumber daya, baterai dan beban. Topologi *bidirectional DC-DC converter* Konvensional adalah topologi yang umum digunakan untuk mengubah level tegangan. Namun semakin besar frekuensi operasi *converter*, rugi rugi akan semakin tinggi sehingga efisiensi menurun. Dalam penelitian ini akan dibahas tentang desain dan implementasikan topologi *soft switching bi-directional DC-DC converter* dengan metode induktor terkopel.

1.3. Tujuan

Tujuan yang ingin dicapai pada Penelitian ini adalah :

1. Desain dan Implementasi *soft switching bi-directional DC-DC converter* dengan metode induktor terkopel.
2. Analisa karakteristik rangkaian *bi-directional DC-DC converter* dengan induktor terkopel dalam mode *buck* dan *boost*.
3. Kinerja *Bidirectional Converter* saat *Hard Switching* dan *Soft Switching*.

1.4. Batasan Masalah

Adapun batasan masalah pada Penelitian ini adalah:

1. Desain dan implementasi difokuskan untuk memperoleh kondisi *soft-switching* pada konverter *bi-directional*.
2. Implementasi diuji menggunakan sumber tegangan DC *variable* yang terdapat pada laboratorium konversi energi listrik dan beban resistif.
3. Semua analisis dan perhitungan dilakukan dalam kondisi *steady state* dan semua komponen dianggap ideal.

1.5. Metodologi

Metode yang digunakan pada Penelitian ini adalah sebagai berikut :

1. Studi Literatur
Pada tahap studi literatur, akan dipelajari mengenai hal-hal yang berkaitan dengan *bi-directional DC-DC Converter* menggunakan induktor terkopel untuk memperoleh *soft switching*. Beberapa hal yang perlu dipelajari diantaranya konverter *bi-directional*, metode pensaklaran konverter, mode operasi konverter, induktor terkopel, *soft-switching*, dan penurunan parameter konverter *bi-directional*.
2. Desain dan Simulasi
Pada tahap ini dilakukan perhitungan secara matematis mengenai konverter *bi-directional* yang diusulkan, menghitung nilai-nilai komponen yang digunakan pada konverter. Selanjutnya dilakukan simulasi menggunakan *software power simulator* untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai dengan desain yang diinginkan.
3. Implementasi Alat
Pada tahap ini dilakukan pembuatan konverter sesuai dengan perhitungan hasil desain. Beberapa komponen yang diperlukan yaitu empat buah *MOSFET*, dua buah kapasitor *snubber*, satu buah induktor, satu buah induktor terkopel, dua buah *dioda fast switching*, tiga buah *DC power supply* dan satu buah *Arduino Mega 2560*. Setelah tersedia semua komponen diatas, kemudian dilakukan desain *PCB* dan perangkaian komponen.
4. Pengujian
Pada tahap ini dilakukan pengujian konverter *bi-directional* yang telah diimplementasikan. Pengujian dilakukan menggunakan sumber *DC variable* yang ada di laboratorium dan beban resistif. Pada tahap pengujian dilakukan pengambilan data sinyal menggunakan osiloskop dan pengukuran menggunakan peralatan pendukung lainnya.
5. Analisis data
Setelah dilakukan pengujian dan diperoleh data hasil pengujian maka kemudian dilakukan analisis dari data yang telah diperoleh. Analisis dilakukan untuk mengetahui konverter *bi-directional* yang diimplementasikan telah sesuai dengan hasil

simulasi yang telah dilakukan pada *software power simulator*. Analisis data meliputi bentuk sinyal pensaklaran, bentuk sinyal pensaklaran induktor, efisiensi daya dari konverter dan performa konverter *bi-directional* diberbagai kondisi level beban.

6. Kesimpulan

Kesimpulan didapatkan berdasarkan hasil anilisa data yang diperoleh dari simulasi, perhitungan dan pengujian dari *bi-directional DC-DC converter*.

1.6. Relevansi

Hasil yang diperoleh dari pelaksanaan penelitian diharapkan dapat memberikan manfaat, antara lain :

1. Menjadi referensi untuk penelitian dan pengembangan konverter khususnya mengenai *soft switching bidirectional DC-DC converter* dengan metode induktor terkopel.
2. Menjadi referensi untuk pengembangan strategi manajemen daya dengan menggunakan *bidirectional DC converter*.
3. Menjadi referensi bagi mahasiswa yang hendak mengambil masalah serupa untuk tugas akhir.

1.7. Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan laporan penelitian ini terbagi atas lima bagian dan masing-masing bab akan terurai sebagai berikut:

1. Bab 1 adalah pendahuluan yang berisi mengenai latar belakang, perumusan masalah, tujuan, batasan masalah, metodologi, relevansi dan sistematika penulisan.
2. Bab 2 merupakan dasar teori mengenai hal-hal yang berkaitan dengan *bi-directional DC-DC Converter* menggunakan induktor terkopel untuk memperoleh soft switching. Beberapa hal yang akan dibahas yaitu konverter *bi-directional*, metode pensaklaran konverter, mode operasi konverter, induktor terkopel, *soft-switching*, dan penurunan parameter konverter *bi-directional*.
3. Bab 3 akan dibahas mengenai perancangan konverter *bi-directional* secara matematis, simulasi menggunakan software power simulator dan implementasi *bi-directional DC-DC*

Converter menggunakan induktor terkopel untuk memperoleh *soft switching*.

4. Bab 4 berisikan pengujian dan analisis data terhadap hasil pengujian dari *soft switching bi-directional DC-DC converter* dengan metode induktor terkopel pada berbagai mode operasi..
5. Bab 5 berisikan kesimpulan dari analisis yang dilakukan dan berisi tentang saran untuk pengembangan selanjutnya.

--Halaman ini sengaja dikosongkan--

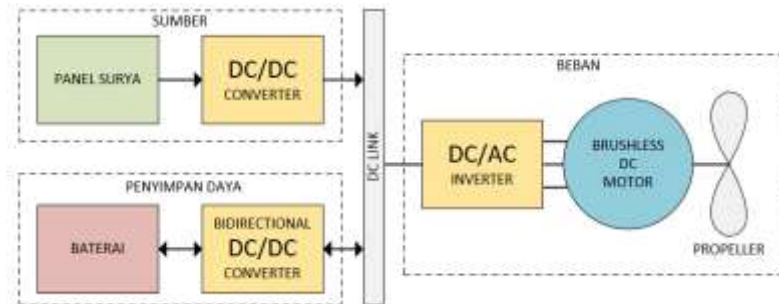
BAB 2

KONVERTER *BI-DIRECTIONAL* DENGAN INDUKTOR TERKOPEL

2.1. Konverter *Bidirectional*

Bidirectional DC/DC Converter (BDC) merupakan perangkat konversi level tegangan DC yang dapat mengalirkan daya dari sisi sumber menuju sisi beban, maupun sebaliknya. Konverter jenis ini banyak digunakan pada berbagai macam aplikasi seperti *uninterruptable power supplies* (UPS), perangkat isi ulang baterai cerdas, dan *hybrid energy storage system* (HESS) pada berbagai macam bidang, seperti perindustrian, perangkat elektronik, dan kendaraan listrik. [2]

Pada pesawat tanpa awak atau *Unmanned Aerial Vehicle* (UAV) yang dihubungkan dengan sumber pembangkit listrik seperti panel surya, terdapat berbagai perangkat untuk sistem manajemen daya (*Energi Storage System*) yang dihasilkan panel surya menuju baterai dan/atau beban. Perangkat pada sistem ini terdiri dari pembangkit, *Maximum Power Point Tracker* (MPPT), konverter *bidirectional*, baterai, dan beban seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.1. Pada sistem ini, konverter *bidirectional* menghubungkan antara *dc-link* dan beban pada sisi tegangan tinggi dan baterai pada sisi tegangan rendah yang berperan sebagai penyesuaian tegangan yang dibutuhkan oleh sistem. [3]

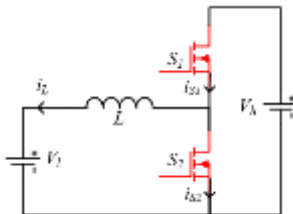


Gambar 2.1 Sistem manajemen daya sederhana pada pesawat tanpa awak.

Saat beban membutuhkan daya untuk menggerakkan motor, tegangan dari baterai dinaikkan (*boost*) ke sisi tegangan tinggi untuk menyuplai daya dari baterai menuju beban. Sedangkan pada saat tidak

memiliki beban atau terpasang beban ringan dan panel surya menghasilkan daya berlebih dari kebutuhan beban, tegangan dari *dc-link* akan diturunkan (*buck*) kesisi tegangan rendah untuk menyimpan daya dari *dc-link* menuju baterai.

Pada umumnya, DC-DC konverter *bidirectional* dapat dibagi menjadi tipe *nonisolated* dan tipe *isolated*. Sebuah konverter termasuk dalam tipe *nonisolated* apabila antara *input* dan *output* memiliki hubungan sirkuit listrik. Tipe ini memiliki rangkaian yang sederhana dan skema kontrol yang mudah [2]. Namun, apabila *input* dan *output* nya terpisah atau tidak memiliki hubungan sirkuit listrik, maka konverter tersebut termasuk tipe *isolated*. Pada umumnya untuk tipe *isolated*, *input* dan *output* nya dipisahkan dengan menggunakan transformator berfrekuensi tinggi. Hal ini memberikan perlindungan lebih pada sisi beban yang tidak diberikan di tipe *non-isolated*. Namun rangkaian akan semakin kompleks dan skema kontrol yang rumit [4]. Untuk konverter dc tipe *non-isolated* secara umum terdapat 3 jenis topologi berdasarkan fungsinya, yaitu konverter *buck*, konverter *boost*, dan konverter *buck-boost*. Konverter *buck* berfungsi untuk menurunkan tegangan, konverter *boost* berfungsi untuk menaikkan tegangan, dan konverter *buck-boost* berfungsi ganda yaitu menaikkan atau menurunkan tegangan. Tegangan *output* dapat dikontrol dengan mengatur nilai *duty-cycle* pada konverter tersebut. [5] Gambar 2.2 berikut ini merupakan rangkaian konvensional konverter *bidirectional*:



Gambar 2.2 Topologi *bidirectional* DC-DC converter konvensional tipe *non-isolated*.

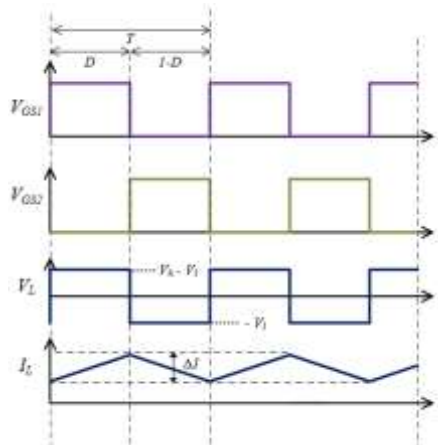
Analisa mode operasi pada konverter DC-DC *bidirectional* konvensional pada gambar 2.2 dilakukan dengan beberapa asumsi yaitu sebagai berikut: [6]

1. Arus dan tegangan pada sirkuit beroperasi dalam keadaan *steady state* dan merupakan gelombang periodik.

2. Untuk *duty cycle* (D), *switch* tertutup pada selang waktu t_{on} . Dimana t_{on} merupakan perkalian antara *duty cycle* dengan periode (T). Periode merupakan waktu yang dibutuhkan untuk membentuk satu gelombang penuh. Secara matematis dapat dituliskan $t_{on} = D.T$. lalu, *switch* akan terbuka pada waktu t_{off} , Dimana t_{off} merupakan perkalian antara $(1-D).T$.
3. Seluruh komponen yaitu dioda dan *switch* pada rangkaian konverter merupakan komponen yang ideal.

Terdapat dua mode operasi pada konverter *bidirectional* yaitu mode operasi *buck* dan mode operasi *boost*. Berikut akan dibahas mengenai hubungan tegangan *input* dan tegangan *output* pada masing-masing operasi. Persamaan rasio konversi diperoleh dengan mengamati tegangan dan arus pada induktor. Karena perubahan tegangan pada konverter bersifat periodik, maka hasil akhir dari tegangan induktor sama dengan nol. Analisa ini disebut dengan *inductor voltage second balance*.

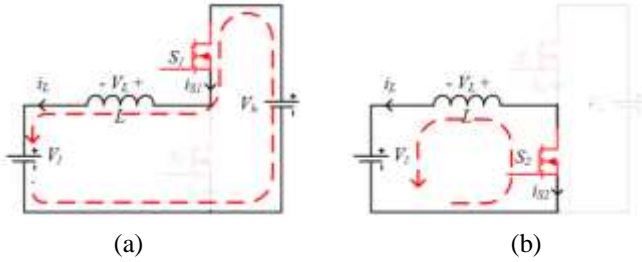
2.1.1. Penurunan Persamaan Rasio Konversi Mode *Buck*



Gambar 2.3 Bentuk gelombang rangkaian konverter *konvensional* pada mode operasi *buck*.

Pada mode ini, sisi tegangan tinggi (V_h) menjadi *input*, dan sisi tegangan rendah (V_l) menjadi *output*. Gambar 2.3 merupakan gambar bentuk gelombang saat mode operasi *buck*, dimana V_{GS1} merupakan

tegangan pensaklaran pada sisi *gate-source switch* 1 (S1), V_{GS2} merupakan tegangan pensaklaran pada sisi *gate-source switch* 2 (S2), dan i_L merupakan arus pada sisi *output* atau arus pada induktor L.



Gambar 2.4 Topologi *bidirectional DC-DC converter* konvensional mode operasi *buck*. (a) S1 switch on dan S2 switch off (b) S1 switch off dan S2 switch on.

Saat S1 switch on dan S2 switch off, maka rangkaian ekuivalen yang diperoleh ditunjukkan pada gambar 2.4(a). Pada kondisi ini energi akan terisi (*charging*) pada induktor L sehingga perubahan arus i_L akan bernilai positif. Maka dengan menggunakan *Kirchoff Voltage Law* (KVL), diperoleh persamaan tegangan pada induktor yaitu sebagai berikut:

$$V_L = V_h - V_l ; \quad (2.1)$$

Pada setengah periode selanjutnya, saat S1 switch off dan S2 switch on, dengan melihat rangkaian ekuivalen yang ditunjukkan pada gambar 2.4(b), Pada kondisi ini, induktor akan menjadi sumber arus dan mengalami pengosongan energi (*discharging*) sehingga perubahan arus i_L akan bernilai negatif. Maka dengan menggunakan *Kirchoff Voltage Law*, diperoleh persamaan tegangan pada induktor yaitu sebagai berikut:

$$V_L = -V_l ; \quad (2.2)$$

Dengan menggunakan analisa *inductor voltage second balance*, maka berlaku penjumlahan tegangan induktor saat S1 switch on dan tegangan induktor saat S1 switch off akan sama dengan nol. Maka persamaan yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{L(S1on)} + \int_{DT}^T V_{L(S1off)} = 0 ; \quad (2.3)$$

Dimana D merupakan *duty cycle* dan T merupakan periode gelombang S1 saat *switch on* dan *switch off*. Dengan melakukan substitusi persamaan 2.1 dan persamaan 2.2 ke persamaan 2.3, maka akan didapatkan persamaan baru yaitu sebagai berikut :

$$\int_0^{DT} (V_h - V_l) + \int_{DT}^T (-V_l) = 0 ; \quad (2.4)$$

Integral pertama berlangsung pada saat keadaan S1 *switch on* yaitu pada rentang waktu 0 sampai DT. Sedangkan integral kedua berlangsung pada saat S1 *switch off* yaitu pada rentang waktu DT sampai T. Setelah dilakukan pengintegralan pada persamaan 2.4, maka akan didapatkan persamaan baru sebagai berikut :

$$(V_h - V_l)DT + (-V_l)(1 - D)T = 0 ; \quad (2.5)$$

Dengan melakukan proses matematika pada persamaan 2.5, maka persamaan konversi rasio tegangan adalah sebagai berikut:

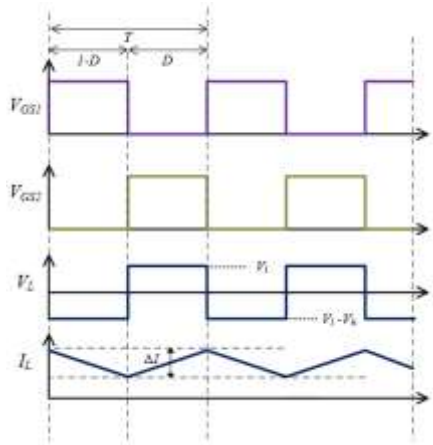
$$(V_h)DT = (V_l)(1 - D + D)T ;$$

$$\frac{V_l}{V_h} = D ; \quad (2.6)$$

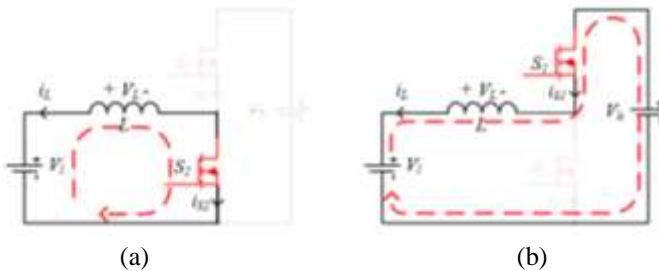
Dari persamaan 2.6 dapat diketahui bahwa, rasio tegangan pada mode operasi *buck* berbanding lurus dengan nilai *duty cycle* pada *switch* S1.

2.1.2. Penurunan Persamaan Rasio Konversi Mode *Boost*

Pada mode ini, sisi tegangan tinggi (V_h) menjadi *input*, dan sisi tegangan rendah (V_l) menjadi *output*. Gambar 2.5 merupakan gambar bentuk gelombang saat mode operasi *boost*, dimana V_{GS1} merupakan tegangan pensaklaran pada sisi *gate-source switch* 1 (S1), V_{GS2} merupakan tegangan pensaklaran pada sisi *gate-source switch* 2 (S2), dan i_L merupakan arus pada sisi *output* atau arus pada sisi induktor L.



Gambar 2.5 Bentuk gelombang rangkaian konverter konvensional pada mode operasi *boost*.



Gambar 2.6 Topologi *bidirectional* DC-DC converter konvensional mode operasi *boost*. (a) S1 switch off dan S2 switch on (b) S1 switch on dan S2 switch off

Saat S1 switch off dan S2 switch on, maka rangkaian ekuivalen yang diperoleh ditunjukkan pada gambar 2.6(a). Pada kondisi ini energi akan terisi (*charging*) pada induktor L sehingga perubahan arus i_L akan bernilai positif. Maka dengan menggunakan *Kirchoff Voltage Law*, diperoleh persamaan tegangan pada induktor yaitu sebagai berikut:

$$V_L = V_l ; \quad (2.7)$$

Pada setengah periode selanjutnya, saat S1 *switch off* dan S2 *switch on*, dengan melihat rangkaian ekuivalen yang ditunjukkan pada gambar 2.6.(b). Pada kondisi ini, induktor akan menjadi sumber dan mengalami pengosongan energi (*discharging*) sehingga perubahan arus i_L akan bernilai negatif. Maka dengan menggunakan *Kirchoff Voltage Law*, diperoleh persamaan tegangan pada induktor yaitu sebagai berikut:

$$V_L = V_l - V_h ; \quad (2.8)$$

Dengan menggunakan analisa *inductor voltage second balance*, maka berlaku penjumlahan tegangan induktor saat S2 *switch on* dan tegangan induktor saat S2 *switch off* akan sama dengan nol. Maka persamaan yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{L(S2on)} + \int_{DT}^T V_{L(S2off)} = 0 ; \quad (2.9)$$

D merupakan *duty cycle* dan T merupakan periode gelombang S1 saat *switch on* dan *switch off*. Dengan melakukan substitusi persamaan 2.8 dan persamaan 2.9 ke persamaan 2.10, maka akan didapatkan persamaan baru sebagai berikut :

$$\int_0^{DT} (V_l) + \int_{DT}^T (V_l - V_h) = 0 ; \quad (2.10)$$

Integral pertama berlangsung pada saat keadaan S2 *switch on* yaitu pada rentang waktu 0 sampai DT. Sedangkan integral kedua berlangsung pada saat S2 *switch off* yaitu pada rentang waktu DT sampai T. Setelah dilakukan pengintegralan pada persamaan 2.10, maka akan didapatkan persamaan baru yaitu sebagai berikut :

$$(V_l)DT + (V_l - V_h)(1 - D)T = 0 ; \quad (2.11)$$

Dengan melakukan proses matematika pada persamaan 2.11, maka persamaan konversi rasio tegangan adalah sebagai berikut:

$$(V_l)(1 - D + D)T = (V_h)(1 - D)T ;$$

$$\frac{V_h}{V_l} = \frac{1}{1-D} ; \quad (2.12)$$

Dari persamaan 2.12 dapat diketahui bahwa rasio tegangan pada mode operasi *boost* semakin besar bila nilai *duty cycle* pada *switch* S2 juga semakin besar.

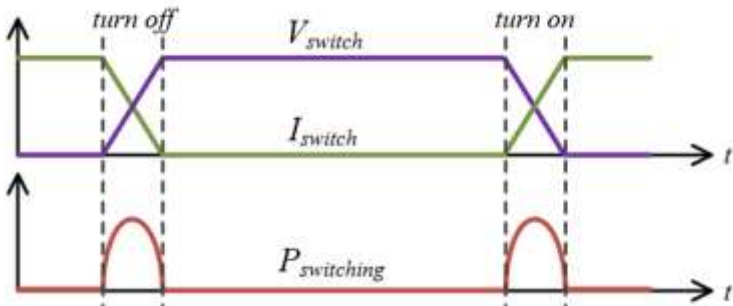
2.2. *Soft-Switching*

Secara ideal, *switch* memiliki dua mode operasi yaitu saat *turn on* (penyalan) dan saat *turn off* (pematian) . Pada saat *turn on*, *switch* akan terhubung. Arus akan naik dan tegangan akan bernilai nol. Sedangkan pada saat *turn off*, *switch* akan terputus. Arus akan bernilai nol dan tegangan akan naik. Namun secara implementasi, komponen *switch* memiliki komponen parasit internal yaitu sebuah komponen yang menyebabkan bentuk gelombang tidak sama seperti mode operasi pada saat kondisi ideal. Komponen parasit ini menyebabkan timbulnya interval transisi pada saat pergantian mode operasi. Seperti yang diilustrasikan pada gambar 2.7, setiap pergantian interval, *switch* merasakan tegangan dan arus yang menyebabkan timbul rugi-rugi daya *switching* pada selang waktu ini.

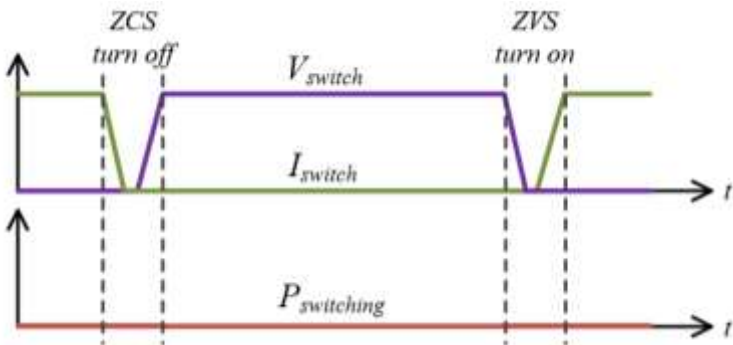
Kendali saklar dengan mengabaikan kondisi pada saat rugi-rugi daya *switching* timbul disebut *hard switching*. Metode ini merupakan cara pensaklaran yang paling simpel Karena tidak membutuhkan komponen elektronik tambahan dalam sirkuit. Itu artinya biaya, kompleksitas dan rugi daya pada sirkuit akan berkurang. Namun, *hard switching* memiliki kelemahan yaitu semakin tinggi frekuensi *switching*, maka dv/dt dan di/dt pada sistem akan semakin besar. Hal ini akan menimbulkan *Electro Magnetic Inteference* (EMI) yang mengganggu kinerja perangkat elektronika daya. Selain itu, stres pada perangkat *switch* elektronik akan semakin tinggi dan menyebabkan *switch* semikonduktor mendisipasikan panas dan rugi-rugi yang lebih besar. Maka dari itu metode *soft switching* digunakan [7].

Soft switching merupakan kebalikan dari *hard switching*. Ketika kita membuat rangkaian *soft switching*, kita memulai dengan rangkaian *hard-switching* lalu menambahkan sirkuit komponen elektronik tambahan untuk menjadikan rangkaian tersebut *soft switching*. *Soft switching* berarti mendapatkan transisi arus dan tegangan yang lembut saat proses pensaklaran. Untuk mendapatkan transisi yang lembut, prinsip fundamental dari semua teknik *soft switching* harus terpenuhi yaitu dengan mengubah kondisi saklar disaat tegangan nol dan arus nol pada komponen elektronik saklar saat periode transisi. [7]

Soft switching dikategorikan menjadi dua yaitu *Zero Voltage Switching* (ZVS) dan *Zero Current Switching* (ZCS). ZVS berarti tegangan yang mengalir pada komponen saklar elektronik dikondisikan bernilai nol sebelum nilai arus naik. Sedangkan ZCS berarti arus yang mengalir pada komponen saklar elektronik dikondisikan bernilai nol sebelum nilai tegangan naik [7] [8]. Ilustrasi *soft switching* ditunjukkan pada gambar 2.8.



Gambar 2.7 Gelombang tegangan dan arus saat transisi *hard-switching*



Gambar 2.8 Gelombang tegangan dan arus saat transisi *soft-switching*

Dari berbagai macam topologi *soft switching* untuk *bidirectional converter*, terdapat setidaknya tiga tipe yaitu: [2]

1. Menggunakan sirkuit tambahan berupa *switch*, induktor, dan kapasitor. Dengan menghasilkan resonansi antara induktor dan kapasitor, *soft switching* pada konverter dapat dihasilkan. Namun

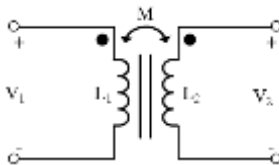
kelemahannya adalah stres tegangan dan stres arus pada *switch* tambahan akan muncul sehingga rugi akibat *switch*, dan pengaturan *switch* semakin rumit. Sirkuit tambahan juga akan menambah kerumitan topologi dan harga pembuatan rangkaian. [9] [10]

2. Menggunakan *interleaved*, yaitu dengan memaralelkan beberapa rangkaian *bidirectional DC-DC converter* sehingga *soft switching* dapat dihasilkan. Namun dengan menggunakan metode ini, komponen yang digunakan seperti *switch* dan induktor akan semakin banyak sehingga algoritma pengendalian *switch* akan semakin kompleks. [11]
3. Menggunakan *coupled inductor*. Dengan mengkopel induktor pada rangkaian utama dengan belitan tambahan sehingga keadaan *soft switching* pada *converter* dapat dihasilkan. Induktor terkopel cocok dan akan semakin efisien apabila beban semakin besar, namun bila beban semakin kecil efisiensinya akan menurun drastis akibat adanya energi yang tersimpan di induktor terkopel yang tidak terpakai secara maksimal. [12]

Dalam penelitian ini, digunakan topologi *bidirectional dc-dc buck boost converter* tipe *nonisolated* dengan *soft switching* yang memanfaatkan induktor terkopel untuk mendapatkan konverter dengan kemampuan *soft switching* dan efisiensi yang baik. [2]

2.3. Induktor Terkopel

Salah satu jenis induktor yang banyak digunakan saat ini yaitu induktor terkopel. Induktor terkopel merupakan gabungan dari dua buah induktor yang dibelit dalam satu buah inti yang sama. Hal itu menjadikan Induktor jenis ini memiliki bentuk yang lebih ringkas daripada dua buah induktor diskrit dengan nilai yang sama [13]. Belitan pada induktor terkopel dapat dipasang secara seri, paralel maupun terpisah bergantung pada kebutuhan. rangkaian ideal dari sebuah induktor terkopel dapat dilihat pada gambar 2.9.



Gambar 2.9 Rangkaian ideal induktor terkopel.

Berbeda dengan induktor diskrit, induktor terkopel memiliki dua variabel induktansi. Variabel induktansi itu yaitu *self inductance* yang dinotasikan sebagai L dan *mutual inductance* yang dinotasikan sebagai M . [13] Kedua variabel ini akan menentukan besar tegangan induksi pada masing-masing belitan induktor.

2.3.1. *Self Inductance dan Mutual Inductance*

Sebuah konduktor bila dialiri arus listrik akan menginduksikan tegangan pada konduktor itu sendiri. Hal ini terjadi karena adanya perubahan medan magnet pada konduktor tersebut yang menyebabkan induksi elektromagnetik pada belitan konduktor itu sendiri sesuai dengan hukum *Faraday*. Fenomena ini disebut dengan *self inductance* (L). *Self inductance* dipengaruhi oleh jumlah belitan konduktor (N), dan koefisien inti dari induktor (Al). [13] [14] Hubungan tersebut dapat ditulis dalam persamaan berikut:

$$L = N^2 \cdot Al ; \quad (2.13)$$

Sedangkan hubungan antara medan dan tegangan yang diinduksikan berdasarkan hukum *Lenz* dituliskan dalam persamaan berikut ini:

$$V_L = -N \frac{d\phi}{dt} ; \quad (2.14)$$

Kuat medan magnet yang ditimbulkan induktor dipengaruhi oleh koefisien inti induktor (Al), jumlah belitan medan (N) dan arus medan (i). Maka persamaan medan magnet dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\phi = Al \cdot N \cdot i ; \quad (2.15)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan 2.15 dan persamaan 2.13 ke persamaan 2.14 akan didapatkan hubungan matematis *self inductance* dan tegangan terinduksi yaitu sebagai berikut:

$$V_L = N^2 \cdot Al \cdot \frac{di}{dt} ;$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} ; \quad (2.16)$$

Apabila dua induktor dibelitkan pada inti yang sama, maka medan kedua induktor tersebut akan saling berinteraksi dan mempengaruhi tegangan yang terinduksi pada masing-masing induktor. Maka, medan magnet induktor 1 akan menginduksi induktor 2 dan medan magnet induktor 2 akan menginduksi induktor 1. Hal ini disebut dengan *mutual inductance* (M). [13] Persamaan tegangan induksi pada masing-masing induktor akibat *mutual inductance* adalah sebagai berikut:

$$V_{L1} = N_1 \frac{d\phi_2}{dt}; \quad (2.17)$$

$$V_{L2} = N_2 \frac{d\phi_1}{dt}; \quad (2.18)$$

Apabila persamaan 2.15 disubstitusikan pada persamaan 2.17 dan 2.18, maka persamaan tegangan induksi masing-masing induktor karena *mutual inductance* adalah sebagai berikut:

$$V_{L1} = N_1 N_2 A l \frac{dI_2}{dt} = M \frac{dI_2}{dt}; \quad (2.19)$$

$$V_{L2} = N_2 N_1 A l \frac{dI_1}{dt} = M \frac{dI_1}{dt}; \quad (2.20)$$

Pada persamaan 2.19 dan 2.20, kita dapat mengetahui persamaan mutual inductance adalah kombinasi dari jumlah belitan kedua induktor (N_1, N_2) dan koefisien inti induktor (Al). maka persamaan yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$M = N_1 \cdot N_2 \cdot Al; \quad (2.21)$$

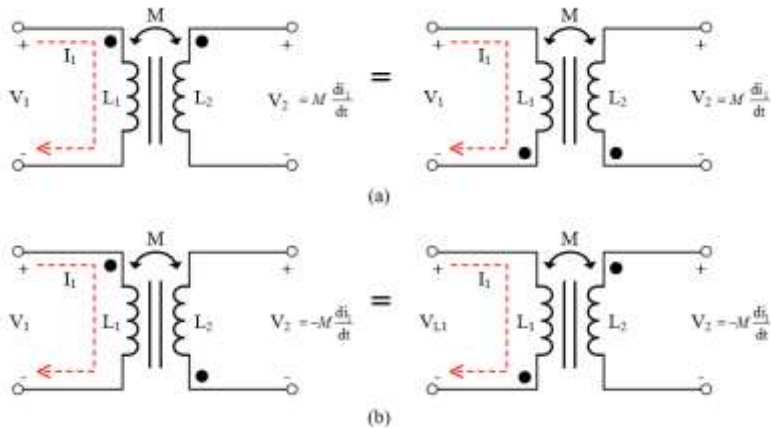
Bila kita substitusikan persamaan 2.13 ke persamaan 2.21, hubungan antara *mutual inductance* dan *self inductance* akan didapatkan yaitu sebagai berikut:

$$M = \sqrt{L_1 L_2}; \quad (2.22)$$

Tegangan yang terbangkit oleh *self inductance* bila dikombinasikan dengan tegangan terbangkit oleh *mutual inductance* akan menghasilkan tegangan induksi total pada induktor terkopel. [13] [15] Maka persamaan yang didapat adalah sebagai berikut:

$$V_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} ; \quad (2.23)$$

$$V_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} ; \quad (2.24)$$

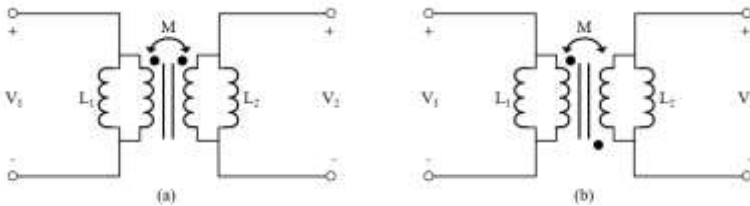


Gambar 2.10 Hubungan *dot convention* pada induktor terkopel. (a) titik berada di sisi yang sama (b) titik berada di sisi yang berbeda.

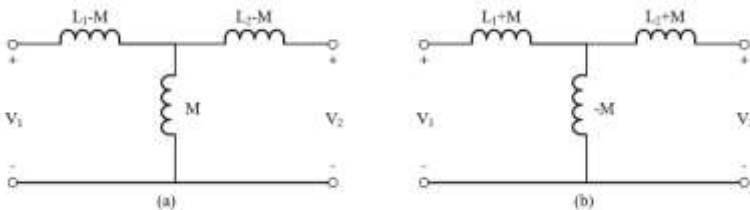
Polaritas dari *mutual inductance* dipengaruhi oleh konfigurasi belitan antara kedua induktor. Polaritas ini dapat ditentukan dengan mengacu pada *dot convention*. Bila arus pada induktor 1 menuju terminal bertitik pada belitan, maka tegangan terinduksi pada induktor 2 akan memiliki polaritas positif pada terminal yang bertitik. Bila arus pada induktor 1 menjauhi terminal bertitik pada belitan, maka tegangan terinduksi pada induktor 2 akan memiliki polaritas negatif pada terminal yang bertitik. Dari polaritas tegangan induksi ini kita bisa tahu polaritas *mutual inductance*. Bila letak titik pada induktor 1 dan induktor 2 berada diposisi yang sama yaitu keduanya di atas atau di bawah, maka *mutual inductance* bernilai positif seperti pada gambar 2.10(a). Sedangkan apabila posisi titik kedua induktor tersebut berlawanan, maka *mutual inductance* bernilai negatif seperti pada gambar 2.10(b). [13]

2.3.2. Pemodelan Induktor Terkopel

Induktor terkopel dapat dimodelkan dengan transformator ideal yang di paralel dengan induktor (L_1 , L_2) di masing-masing sisi transformator. Pemodelan ini diilustrasikan dalam gambar 2.11.



Gambar 2.11 Pemodelan Induktor Terkopel dengan Transformator Ideal. (a) pemodelan saat titik berada di sisi yang sama (b) pemodelan saat titik berada di sisi yang berbeda.

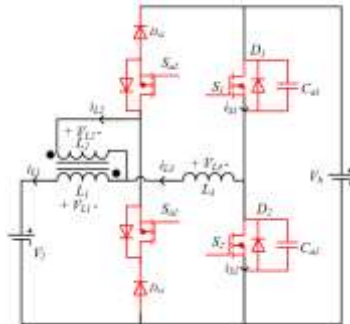


Gambar 2.12 Pemodelan Induktor Terkopel dengan *T network* (a) pemodelan saat titik berada di sisi yang sama (b) pemodelan saat titik berada di sisi yang berbeda.

Dalam proses simulasi dapat digunakan pemodelan pada gambar 2.11. namun saat proses analisa, akan sulit bila menggunakan pemodelan tersebut. maka digunakan bentuk lain pemodelan kopel induktor yaitu dengan menggunakan pemodelan *T network* seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.12. dengan menggunakan bentuk pemodelan ini, proses analisa akan lebih mudah yaitu dengan menggunakan analisa KVL. Sesuai pada pembahasan sebelumnya tentang *dot convention*, bila posisi titik pada kedua induktor sama, maka nilai *mutual inductance* akan bernilai positif seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.12(a). Bila posisi titik pada kedua induktor berlawanan, maka nilai *mutual inductance* bernilai negatif seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.12(b). [16]

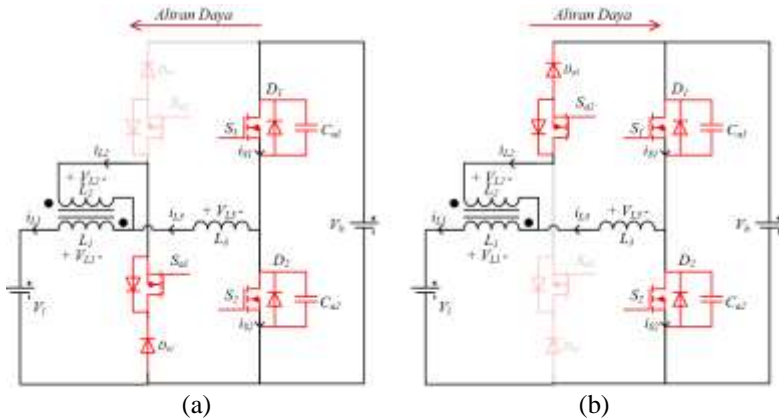
2.4. Konverter *Bidirectional* dengan Induktor Terkoppel

Konverter bi-directional dengan Induktor Terkoppel merupakan modifikasi dari topologi konverter bidirectional konvensional untuk mendapatkan karakteristik *soft switching* saat beroperasi. Rangkaian tambahan itu terdiri dari induktor terkoppel, dioda, kapasitor dan saklar seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.13. Dengan menambahkan rangkaian tambahan ini, konverter *bidirectional* ini akan mampu mendapatkan karakteristik *soft switching* sehingga nantinya transfer daya akan lebih optimal. [2]



Gambar 2.13 Topologi *soft-switching bidirectional DC-DC converter* tipe *non-isolated* dengan induktor terkoppel

Pada *Energy Storage System*, konverter *bidirectional* memiliki tiga mode operasi yaitu, mode *boost*, mode *buck*, dan mode *shutdown*. Konverter akan beroperasi pada mode *boost*, apabila aliran daya mengalir dari sisi tegangan rendah menuju sisi tegangan tinggi. Sebaliknya, konverter akan beroperasi pada mode *buck*, apabila aliran daya mengalir dari sisi tegangan tinggi menuju sisi tegangan rendah. Apabila aliran daya tidak dikehendaki, maka konverter tidak akan beroperasi atau dalam mode *shutdown*. [17] Gambar 2.14 menunjukkan rangkaian ekuivalen konverter *bidirectional* dengan induktor terkoppel saat mode operasi *buck* dan mode operasi *boost*.



Gambar 2.14 Mode Operasi Topologi *bidirectional DC-DC converter* Dengan induktor terkopel (a) Mode operasi *buck* (b) Mode operasi *boost*

2.4.1. Metode Pensaklaran Konverter

Pola operasi dua switch utama yaitu S1 dan S2 pada konverter ini akan dikendalikan secara periodik dan saling berkebalikan. ketika S1 *switch on*, maka S2 *switch off*. Sedangkan ketika S1 *switch off*, maka S2 *switch on*. Baik pada saat mode operasi *buck* maupun mode operasi *boost*, pola operasi kedua switch ini tetap sama. Switch S1 dan S2 dapat dikendalikan dengan menggunakan *Pulse Width Modulation (PWM)* agar dapat bekerja secara periodik.

Tabel 2.1 Pola pensaklaran konverter *bidirectional* kopel induktor

Switch	Hard Switching				Soft Switching			
	Buck		Boost		Buck		Boost	
S1	1	0	1	0	1	0	1	0
S2	0	1	0	1	0	1	0	1
Sa1	0	0	0	0	1	1	0	0
Sa2	0	0	0	0	0	0	1	1

Yang berbeda dari topologi konvensional adalah terdapat *switch* tambahan yaitu Sa1 dan Sa2 yang berguna untuk memperoleh dan mengatur keadaan *soft switching* pada *switch* utama konverter. Kedua

switch ini bekerja secara bergantian dan bergantung pada mode operasi konverter *bidirectional*.. Ketika konverter bekerja pada mode operasi buck, maka Sa1 *switch on*, dan Sa2 *switch off*. Sebaliknya ketika konverter bekerja pada mode operasi boost, maka Sa1 *switch off*, dan Sa2 *switch on*. Bila Sa1 dan Sa2 dalam keadaan *switch off*, konverter akan bekerja seperti konverter *bidirectional* konvensional dengan karakteristik *hard switching*. Keseluruhan pola pensaklaran dapat dilihat pada tabel 2.1. [2]

2.4.2. Mode Operasi *Buck*

Pada mode operasi *buck*, Sa1 akan *switch on*, Sa2 akan *switch off*. Sedangkan S1 dan S2 akan dikendalikan secara bergantian. Bentuk gelombang dari arus induktor L1 (i_{L1}), arus induktor L2 (i_{L2}), arus induktor L3 (i_{L3}), tegangan *gate-source* S1 (V_{GS1}), tegangan *drain-source* S1 (V_{S1}), arus *drain-source* S1 (i_{S1}), tegangan *gate-source* S2 (V_{GS2}), tegangan *drain-source* S2 (V_{S2}), dan arus *drain-source* S2 (i_{S2}) ditunjukkan pada gambar 2.15. Terdapat tujuh sub mode yang dibagi berdasarkan segmen waktu pada mode operasi *buck* yang berlangsung dari t_0 hingga t_7 . Rangkaian ekuivalen pada masing-masing mode seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.16 akan dianalisis untuk memahami pola operasi konverter ini.

Mode 1 [t_0 – t_1 , gambar 2.16(a)]: Sebelum mencapai t_0 , S1 sudah diberikan sinyal untuk *switch on* dan i_{L2} berkurang hingga mencapai nol pada saat waktu mencapai t_0 . Diode Da1 akhirnya mati, dan mode 1 dimulai. Nilai parameter i_{L1} dan i_{L3} yang bernilai sama akan meningkat.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = 0 ; \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} ; \quad (2.25)$$

Dengan memperhatikan rangkaian ekuivalen pada mode ini, Persamaan dari perubahan arus masing-masing cabang adalah sebagai berikut:

$$V_h - V_{L1} - V_{L2} - V_l = 0$$

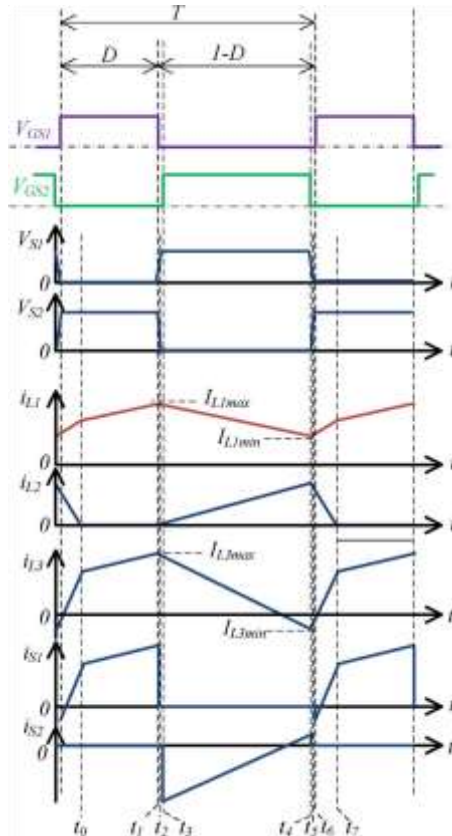
$$V_h - V_l = V_{L1} + V_{L2}$$

$$V_h - V_l = \frac{L_1 di_{L1}}{dt} + \frac{L_3 di_{L3}}{dt}$$

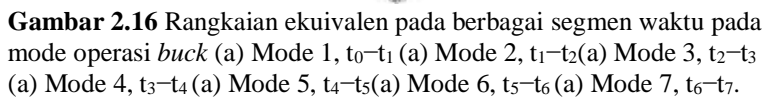
$$V_h - V_l = \frac{di_{L3}}{dt} (L_1 + L_3)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{V_h - V_l}{L_1 + L_3} \quad (2.26)$$

Dari persamaan 2.26 dapat diketahui bahwa perubahan arus pada i_{L1} dan i_{L3} mempunyai nilai yang sama dengan pengurangan tegangan *input* dengan tegangan *output*, lalu dibagi dengan total induktansi kedua belitan.



Gambar 2.15 Bentuk gelombang i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} , V_{GS2} , V_{S2} , dan i_{S2} pada saat mode operasi *buck*



Mode 2 [t_1 – t_2 , gambar 2.16(b)]: saat mencapai t_1 , S1 *switch off*, dan terjadi resonansi antara induktor (L3) dan kapasitor (Ca1, Ca2). Di saat yang bersamaan, Ca1 *charging*, dan Ca2 *discharging*. Interval pada mode ini sangat cepat, sehingga pada saat tegangan Ca2 ter-*discharge* sepenuhnya, diode D2 akan konduksi (*forward bias*). Arus pada L3 diasumsikan tetap dan mencapai maksimal pada interval ini, sehingga persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$i_{S1} + i_{S2} = i_{L3max}$$

$$C_{a1} \frac{dV}{dt} + C_{a2} \frac{dV}{dt} = i_{L3max} \quad (2.27)$$

Perubahan tegangan pada kapasitor adalah sebesar tegangan *input* mode operasi *buck* yaitu V_h dan interval waktu perubahan tegangan adalah T_{m1} . Maka persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$C_{a1} \frac{V_h}{\Delta t} + C_{a2} \frac{V_h}{\Delta t} = i_{L3max}$$

$$\Delta t = T_{m1} = t_2 - t_1 = (C_{a1} + C_{a2}) \frac{V_h}{i_{L3max}} \quad (2.28)$$

Dari persamaan 2.28 diperoleh waktu minimum yang dibutuhkan untuk kapasitor yang terparalel dengan *switch* untuk mengalami perubahan tegangan sebesar tegangan *input*.

Mode 3 [t_2 – t_3 , gambar 2.16(c)]: sebelum memasuki mode 3, akan dibahas bagaimana diode Da1 bisa dalam keadaan *forward bias* saat memasuki mode ini. Mengacu pada rangkaian ekuivalen mode 2, persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$V_l = i_{L1}(X_{L1} + X_{L3}) \quad (2.29)$$

$$V_l - i_{L1}X_{L3} = i_{L1}X_{L1} \quad (2.30)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan arus 2.29 ke persamaan 2.30, maka diperoleh:

$$V_{L1} = V_l - \frac{V_l}{X_{L1} + X_{L3}} X_{L3}$$

$$V_{L1} = V_l \frac{X_{L1}}{X_{L1} + X_{L3}}$$

$$V_{L1} = V_l \frac{L_1}{L_1 + L_3} \quad (2.31)$$

Karena Induktor L1 dan L2 terkopel pada inti yang sama, maka akan memiliki hubungan antar belitan seperti transformator yaitu sebagai berikut:

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.32)$$

Sehingga dengan menyubstitusikan persamaan 2.32 ke persamaan 2.31, diperoleh hubungan baru yaitu sebagai berikut:

$$V_{L2} = \frac{n_2}{n_1} V_{L1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times \frac{V_l L_1}{L_1 + L_3} \quad (2.33)$$

Diode Da1 memiliki tegangan blok pada saat tidak konduksi yaitu V_{Da1} . Maka dengan memasukkan variabel tegangan diode pada analisa *Kirchoff Voltage Law*, diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$V_l - V_{L1} - V_{L2} - V_{Da1} = 0 \quad (2.34)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan 2.33 ke persamaan 2.34, dapat diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$V_l - V_{L1} - V_{L2} - V_{Da1} = 0$$

$$V_{Da1} = V_l - V_{L1} - V_{L3}$$

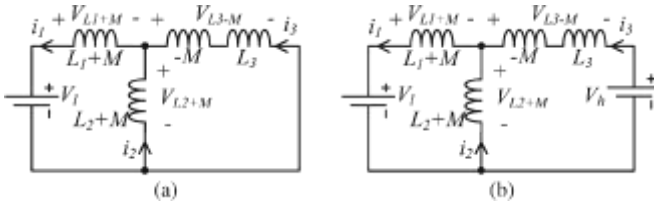
$$V_{Da1} = V_l - V_l \frac{L_1}{L_1 + L_3} - \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times \frac{V_l L_1}{L_1 + L_3}$$

$$V_{Da1} = V_l \left(\frac{L_1 + L_3 - L_1 - \sqrt{L_1 L_2}}{L_1 + L_3} \right)$$

$$V_{Da1} = V_l \left(\frac{L_3 - \sqrt{L_1 L_2}}{L_1 + L_3} \right) \quad (2.35)$$

Berdasarkan persamaan 2.35 agar diode Da1 konduksi, maka tegangan diode harus lebih kecil dari nol. Dengan mengacu pada persamaan 2.22 tentang *mutual inductance*, maka nilai L_3 harus lebih kecil daripada nilai *mutual inductance* agar nilai tegangan pada diode Da1 bernilai nol. Hubungan tersebut dapat dituliskan sebagai berikut:

$$L_3 < M \quad (2.36)$$



Gambar 2.17 Rangkaian ekuivalen induktor terkopel mode operasi *buck* (a) saat mode 3 dan 4 (b) saat mode 6 dan 7.

Setelah dioda Da1 konduksi, V_{Da1} bernilai nol. Setelah itu kita Analisa rangkaian ekuivalen kopel induktor dengan menggunakan *Kirchoff Current Law* dan *Kirchoff Voltage Law*. Berdasarkan rangkaian ekuivalen induktor terkopel pada mode 3 seperti pada gambar 2.17(a), dapat didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} + i_{L3} \\ V_l - V_{L1+M} - V_{L3-M} = 0 \\ V_{L2+M} - V_{L3-M} = 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

Persamaan 2.37 dapat diubah ke bentuk perubahan arus terhadap waktu. Maka persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_l + (L_1 + M) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} = 0 \\ -(L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} + (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

Dengan saling mengeliminasi dan substitusi persamaan 2.38 dapat diperoleh persamaan arus terhadap waktu yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_l(L_3+L_2)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_l(M-L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L3}}{dt} = -\frac{V_l(L_2+M)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \end{cases} \quad (2.39)$$

Karena L_3 relatif lebih kecil daripada L_1 dan L_2 , maka i_{L3} akan berkurang lebih cepat daripada i_{L1} . S_2 akan berada dalam ZVS selama D_2 konduksi. Total waktu mode 2 dan mode 3 merupakan total waktu yang dibutuhkan sebagai waktu mati (*dead time*) pada saklar S_1 dan S_2 .

Mode 4 [t_3-t_4 , gambar 2.16(d)]: pada saat mencapai t_3 , S_2 dalam keadaan *switch on*. Rangkaian ekuivalen induktor terkopel pada mode ini sama dengan mode 3, sehingga persamaan perubahan arus sama dengan mode 3. Ketika S_2 *switch off*, mode ini berakhir dan arus i_{L3} berkurang hingga mencapai nilai minimal i_{L3min} agar ZVS dapat tercapai, energi yang disimpan di L_3 harus mampu *charging* dan *discharging* kapasitor yang terparalel dengan saklar. berdasarkan keadaan ini, maka berlaku persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} E_{L3} &> E_{Ca1+Ca2} \\ \frac{1}{2} L_3 I_{L3min}^2 &> \frac{1}{2} (C_{a1} + C_{a2}) V_h^2 \end{aligned} \quad (2.40)$$

Semakin besar beban, maka energi yang tersimpan pada L_3 semakin kecil. Maka, beban penuh menjadi keadaan terburuk untuk mendapatkan kondisi ZVS.

Mode 5 [t_4-t_5 , gambar 2.16(e)]: S_2 akan mati saat mencapai t_4 , $Ca1$ akan *discharging* dan $Ca2$ akan *charging*. Dengan analisa node arus, maka didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} i_{S1} + i_{S2} &= i_{L3min} \\ C_{a1} \frac{dV}{dt} + C_{a2} \frac{dV}{dt} &= i_{L3min} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Perubahan tegangan merupakan besar tegangan *input* dan interval waktu perubahan tegangan adalah T_{m5} , sehingga persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$C_{a1} \frac{V_h}{\Delta t} + C_{a2} \frac{V_h}{\Delta t} = i_{L3min}$$

$$\Delta t = T_{m5} = t_5 - t_4 = (C_{a1} + C_{a2}) \frac{V_h}{|i_{L3min}|} \quad (2.42)$$

Dari persamaan 2.42 diperoleh waktu minimum yang dibutuhkan kapasitor untuk mengalami perubahan tegangan sebesar tegangan *input*. i_{L3min} menggunakan nilai riil untuk mendapatkan nilai waktu positif. Semakin berat beban, maka T_{m5} akan semakin lama. Namun, nilai T_{m5} harus lebih kecil daripada *dead time* agar mampu memperoleh kondisi ZVS.

Mode 6 [t_5 – t_6 , gambar 2.16(f)]: mode ini dimulai ketika mencapai t_5 . Ketika diode D1 konduksi, i_{L3} dan i_{L1} naik serta i_{L2} akan turun. konduksi pada D1 akan memberikan kondisi ZVS saat *turn on*. Setelah D1 konduksi, S1 bisa dinyalakan. Total waktu antara mode 5 dan mode 6 sama dengan *dead time* pada sinyal penyalan. Berdasarkan Sirkuit ekuivalen induktor terkopel mode 6 pada gambar 2.17(b), dapat didapat persamaan sebagai berikut:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} + i_{L3} \\ V_l - V_{L1+M} - V_{L2+M} = 0 \\ V_{L2+M} - V_{L3-M} - V_h = 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

Dari persamaan tersebut dapat diubah kebentuk perubahan arus terhadap waktu. Maka persamaan yang diperoleh yaitu:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_l + (L_1 + M) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_2 - M) \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \\ -(L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} + (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} - V_h = 0 \end{cases} \quad (2.44)$$

Dengan saling mengeliminasi dan substitusi persamaan 2.44, dapat diperoleh persamaan arus terhadap waktu yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_h L_2}{(L_2+M)L_3} - \frac{V_l(L_3+L_2)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_h L_1}{(L_1+M)L_3} + \frac{V_l(M-L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{V_h}{L_3} - \frac{V_l(L_2+M)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \end{cases} \quad (2.45)$$

Mode 7 [t_6-t_7 , gambar 2.16(g)]: pada saat mencapai t_6 , S1 *switch on*. Arus pada i_{L3} akan terus naik dari negatif menuju positif dan i_{L1} juga akan naik hingga pada saat mencapai t_7 . Arus pada i_{L2} terus turun, ketika i_{L2} bernilai nol makan mode ini berakhir. Rangkaian ekuivalen untuk mode ini sama dengan mode 6 sehingga persamaan 2.45 dapat digunakan pada mode 7.

2.4.3. Mode Operasi *Boost*

Pada mode operasi *boost*, Sa2 akan selalu *switch on*, dan Sa1 akan *switch off*. Sedangkan S1 dan S2 akan diberikan *trigger* secara bergantian. Bentuk gelombang i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} , V_{GS2} , V_{S2} , dan i_{S2} pada saat mode operasi *boost* ditunjukkan pada gambar 2.18. pada dasarnya, mode operasi *boost* mirip dengan mode operasi *buck*, hanya saja berbeda arah aliran daya. Terdapat tujuh sub mode pada mode operasi *boost* yang berlangsung dari t_0 hingga t_7 . Rangkaian ekuivalen pada masing-masing mode seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.19 akan dianalisis untuk memahami pola operasi konverter ini.

Mode 1 [t_0-t_1 , gambar 2.19(a)]: Sebelum mencapai t_0 , S1 sudah diberikan *trigger* untuk *switch on* dan I_{L2} naik hingga mencapai nol saat waktu mencapai t_0 . Diode Da2 akhirnya mati, dan mode 1 dimulai. Nilai arus i_{L1} dan i_{L3} bernilai sama dan terus turun hingga S2 *switch off*.

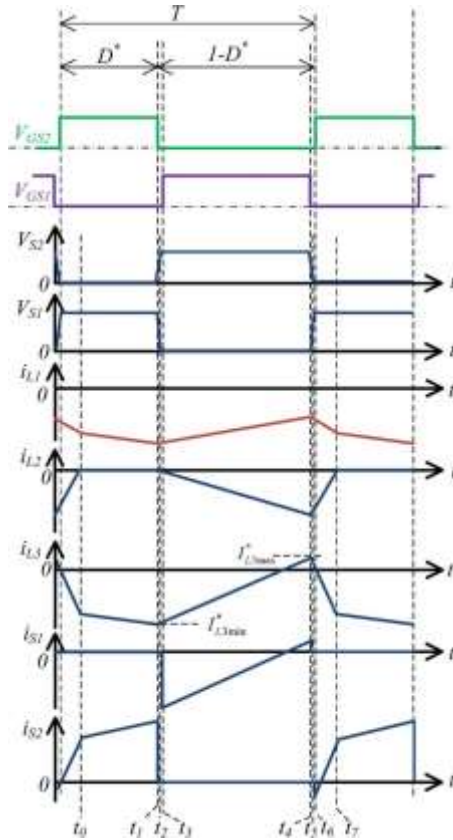
$$\frac{di_{L2}}{dt} = 0 ; \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} ; \quad (2.46)$$

Dengan memperhatikan rangkaian ekuivalen pada mode ini, Persamaan dari perubahan arus masing-masing cabang adalah sebagai berikut:

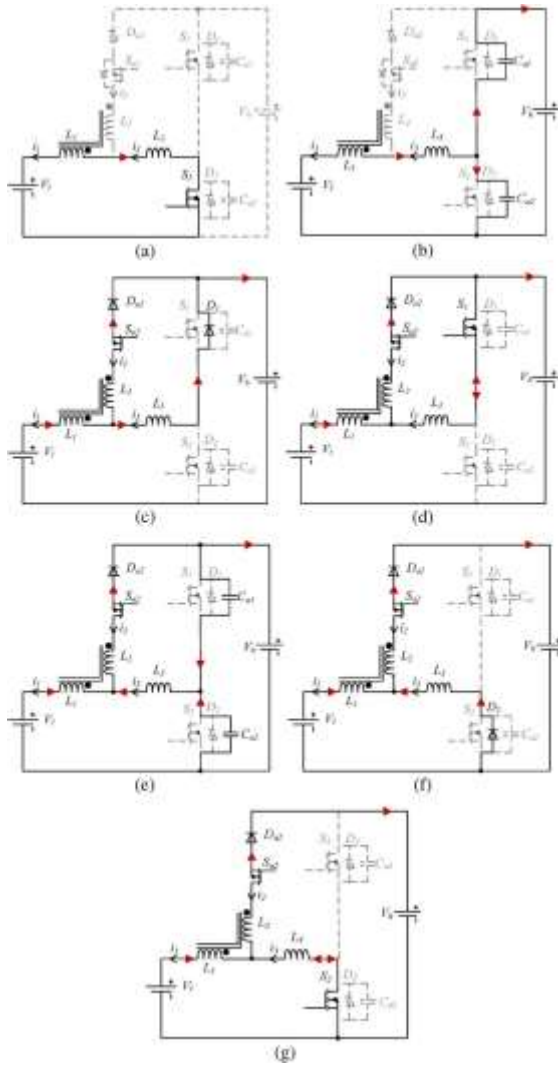
$$\begin{aligned} -V_{L1} - V_{L2} - V_l &= 0 \\ -V_l &= V_{L1} + V_{L2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
-V_l &= \frac{L_1 di_1}{dt} + \frac{L_3 di_3}{dt} \\
-V_l &= \frac{di_3}{dt} (L_1 + L_3) \\
\frac{di_1}{dt} &= \frac{di_3}{dt} = \frac{-V_l}{L_1 + L_3}
\end{aligned} \tag{2.47}$$

Dari persamaan 2.47 dapat diketahui bahwa perubahan arus pada i_{L1} dan i_{L3} mempunyai nilai yang sama dengan tegangan *input* pada mode operasi *boost* yaitu V_l , lalu dibagi dengan total induktansi kedua belitan.



Gambar 2.18 Bentuk gelombang i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} , V_{GS2} , V_{S2} , dan i_{S2} pada saat mode operasi *boost*



Gambar 2.19 Rangkaian ekuivalen pada berbagai segmen waktu pada mode operasi *boost* (a) Mode 1, t_0-t_1 (a) Mode 2, t_1-t_2 (a) Mode 3, t_2-t_3 (a) Mode 4, t_3-t_4 (a) Mode 5, t_4-t_5 (a) Mode 6, t_5-t_6 (a) Mode 7, t_6-t_7 .

Mode 2 [t_1 – t_2 , gambar 2.19(b)]: Saat mencapai t_1 , S2 *switch off*, dan terjadi resonansi antara induktor (L_3) dan kapasitor (Ca_1 , Ca_2). Disaat yang bersamaan, Ca_2 *charging*, dan Ca_1 *discharging*. Interval pada mode ini sangat cepat, sehingga pada saat tegangan Ca_1 ter-*discharge* sepenuhnya, D1 akan konduksi (*forward bias*). Arus pada L_3 diasumsikan tetap dan mencapai nilai minimal pada interval ini, sehingga persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$i_{S1} + i_{S2} = i_{L3min}^*$$

$$C_{a1} \frac{dV}{dt} + C_{a2} \frac{dV}{dt} = i_{L3min}^* \quad (2.48)$$

Perubahan tegangan pada kapasitor merupakan besar tegangan *output* yaitu V_h dan interval waktu perubahan tegangan adalah T_{m1}^* , sehingga persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$C_{a1} \frac{V_h}{\Delta t} + C_{a2} \frac{V_h}{\Delta t} = i_{L3min}^*$$

$$\Delta t = T_{m1}^* = t_2 - t_1 = (C_{a1} + C_{a2}) \frac{V_h}{|i_{L3min}^*|} \quad (2.49)$$

Dari persamaan 2.49 diperoleh waktu minimum yang dibutuhkan untuk kapasitor yang terparalel dengan saklar untuk mengalami perubahan tegangan sebesar tegangan *output*.

Mode 3 [t_2 – t_3 , gambar 2.19(c)]: Sama dengan mode 3 pada operasi *buck*, agar Da2 konduksi, dilakukan analisa pada rangkaian ekuivalen pada mode 2 sebelum diode Da2 konduksi. Maka akan diperoleh persamaan matematisnya yaitu sebagai berikut:

$$V_h - V_l = i_{L1}(X_{L1} + X_{L3}) \quad (2.50)$$

$$V_h - V_l - i_{L1}X_{L3} = i_{L1}(X_{L1}) \quad (2.51)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan arus 2.50 ke persamaan 2.51, maka diperoleh persamaan matematis yaitu sebagai berikut:

$$V_{L1} = (V_h - V_l) - \frac{V_h - V_l}{X_{L1} + X_{L3}} X_{L3}$$

$$V_{L1} = (V_h - V_l) \frac{X_{L1}}{X_{L1} + X_{L3}}$$

$$V_{L1} = (V_h - V_l) \frac{L_1}{L_1 + L_3} \quad (2.52)$$

Induktor L1 dan L2 memiliki hubungan terkopel, sehingga persamaan 2.32 berlaku. Dengan menyubstitusikan persamaan 2.32 ke persamaan 2.52, diperoleh hubungan baru yaitu sebagai berikut:

$$V_{L2} = \frac{n_2}{n_1} V_{L1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times \frac{(V_h - V_l) L_1}{L_1 + L_3} \quad (2.53)$$

Diode Da2 memiliki tegangan blok pada saat tidak konduksi. Maka dengan memasukkan variabel tegangan diode pada analisa *Kirchoff Voltage Law*, diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$V_h - V_l - V_{L1} - V_{L2} - V_{Da1} = 0 \quad (2.54)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan 2.53 ke persamaan 2.54, dapat diperoleh persamaan yaitu sebagai berikut:

$$V_h - V_l - V_{L1} - V_{L2} - V_{Da2} = 0$$

$$V_{Da2} = V_h - V_l - V_{L1} - V_{L3}$$

$$V_{Da2} = V_h - V_l - (V_h - V_l) \frac{L_1}{L_1 + L_3} - \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times \frac{(V_h - V_l) L_1}{L_1 + L_3}$$

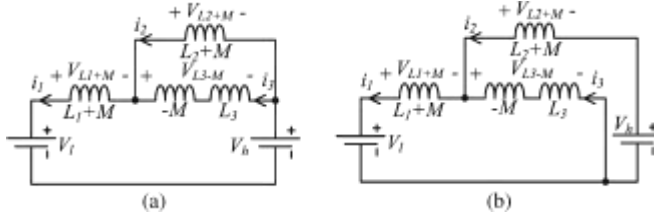
$$V_{Da2} = (V_h - V_l) \left(\frac{L_1 + L_3 - L_1 - \sqrt{L_1 L_2}}{L_1 + L_3} \right)$$

$$V_{Da2} = (V_h - V_l) \left(\frac{L_3 - \sqrt{L_1 L_2}}{L_1 + L_3} \right) \quad (2.55)$$

Agar diode Da2 konduksi, maka tegangan diode harus lebih kecil dari nol. Dengan mengacu pada persamaan 2.22 tentang *mutual inductance*, maka nilai L3 harus lebih kecil daripada nilai *mutual inductance*. Maka hubungan matematis tersebut dapat dituliskan sebagai berikut:

$$L_3 < M \quad (2.56)$$

Dari persamaan 2.56, Dapat disimpulkan bahwa pada mode 3 baik operasi *buck* dan mode operasi *boost* memiliki persyaratan yang sama yaitu L_3 harus lebih kecil dari *mutual inductance* induktor terkopel agar diode dapat konduksi.



Gambar 2.20 Rangkaian ekuivalen kopel induktor mode operasi *boost* (a) saat mode 3 dan 4 (b) saat mode 6 dan 7.

Setelah Da2 dan D1 konduksi, dapat dilakukan analisa rangkaian ekuivalen kopel induktor mode 3 yang ditunjukkan pada gambar 2.20(a). Maka didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} + i_{L3} \\ V_l - V_{L1+M} - V_{L2+M} - V_h = 0 \\ V_{L2+M} - V_{L3-M} = 0 \end{cases} \quad (2.57)$$

Dari persamaan tersebut dapat diubah ke bentuk perubahan arus terhadap waktu. Maka persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_l + (L_1 + M) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \\ -(L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} + (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

Dengan saling mengeliminasi dan substitusi persamaan 2.58, dapat diperoleh persamaan arus terhadap waktu yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(V_h - V_l)(L_3 + L_2)}{(L_1 + L_2 + 2M)L_3} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{(V_h - V_l)(M - L_3)}{(L_1 + L_2 + 2M)L_3} \\ \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{(V_h - V_l)(L_2 + M)}{(L_1 + L_2 + 2M)L_3} \end{cases} \quad (2.59)$$

Karena L_3 relatif lebih kecil daripada L_1 dan L_2 , maka i_{L3} pada mode ini akan bertambah lebih cepat daripada i_{L1} . S1 akan berada dalam kondisi ZVS selama D_1 konduksi. Total waktu mode 2 dan mode 3 merupakan total waktu yang dibutuhkan sebagai *dead time* pada sinyal *trigger* S1 dan S2.

Mode 4 [$t_3 - t_4$, gambar 2.19(d)]: Mode ini akan dimulai ketika S1 dalam keadaan *switch on* yaitu pada t_3 . Arus i_{L3} pada akhir mode ini harus cukup besar agar energi yang tersimpan pada L_3 dapat melakukan *charging* dan *discharge* pada kapasitor (C_{a1} , C_{a2}) yang terparalel dengan saklar. berdasarkan keadaan ini maka berlaku persamaan berikut:

$$\begin{aligned} E_{L3} &> E_{C_{a1} + C_{a2}} \\ \frac{1}{2} L_3 I_{L3max}^2 &> \frac{1}{2} (C_{a1} + C_{a2}) V_h^2 \end{aligned} \quad (2.60)$$

Semakin besar beban yang terpasang pada konverter, maka energi yang tersimpan pada L_3 semakin kecil. Maka, beban penuh menjadi keadaan terburuk untuk mendapatkan kondisi ZVS.

Mode 5 [$t_4 - t_5$, gambar 2.19(e)]: S1 akan *switch off* saat mencapai t_4 , C_{a2} akan *discharging* dan C_{a1} akan *charging*. Dengan analisa node arus pada rangkaian ekuivalen mode 5, maka didapatkan persamaan yaitu sebagai berikut:

$$\begin{aligned} i_{S1} + i_{S2} &= I_{L3max}^* \\ C_{a1} \frac{dV}{dt} + C_{a2} \frac{dV}{dt} &= I_{L3max}^* \end{aligned} \quad (2.61)$$

Perubahan tegangan merupakan besar tegangan *output* pada mode operasi *boost* dan interval waktu perubahan tegangan adalah T^*_{m5} . Maka persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$C_{a1} \frac{V_h}{\Delta t} + C_{a2} \frac{V_h}{\Delta t} = i_{L3max}$$

$$\Delta t = T_{m5}^* = t_5 - t_4 = (C_{a1} + C_{a2}) \frac{V_h}{I_{L3max}^*} \quad (2.62)$$

Dari persamaan 2.62 diperoleh waktu minimum yang dibutuhkan untuk kapasitor mengalami perubahan tegangan sebesar tegangan *output*. Semakin berat beban, maka T_{m5}^* akan semakin lama. Nilai T_{m5}^* harus lebih kecil daripada *dead time* agar mampu memperoleh kondisi ZVS.

Mode 6 [t_5 – t_6 , gambar 2.19(f)]: mode ini dimulai ketika mencapai t_5 . Ketika D2 konduksi, nilai arus i_{L3} dan i_{L1} turun serta i_{L2} naik. konduksi pada D2 akan memberikan kondisi ZVS saat *turn on* pada S2. Total waktu antara mode 5 dan mode 6 sama dengan *dead time* pada sinyal *trigger*. Berdasarkan Sirkuit ekuivalen induktor terkopel mode 6 seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.20(b), dapat diperoleh persamaan rangkaian listrik yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} + i_{L3} \\ V_l - V_{L1+M} - V_{L3+M} = 0 \\ V_{L3-M} - V_{L2+M} - V_h = 0 \end{cases} \quad (2.63)$$

Dari persamaan tersebut dapat diubah ke bentuk perubahan arus terhadap waktu. Maka persamaan yang diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_l + (L_1 + M) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} = 0 \\ -(L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} + (L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} - V_h = 0 \end{cases} \quad (2.64)$$

Dengan saling mengeliminasi dan substitusi persamaan 2.64, dapat diperoleh persamaan arus terhadap waktu yaitu sebagai berikut:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_l(L_2+L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} - \frac{V_h(M-L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_l(M-L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} - \frac{V_h(L_1+L_3)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \\ \frac{di_{L3}}{dt} = -\frac{V_l L_2}{(L_2+M)L_3} - \frac{V_h L_1}{(L_1+M)L_3} \end{cases} \quad (2.65)$$

Mode 7 [t_6-t_7 , gambar 2.19(g)]: pada saat mencapai t_6 , S2 *switch on*. Arus pada L3 akan terus turun dari negatif menuju positif dan i_3 juga akan turun hingga pada saat mencapai t_7 , i_{L1} dan i_{L3} bernilai sama dan i_2 terus naik hingga mencapai t_7 . ketika i_2 bernilai nol maka mode ini berakhir. Rangkaian ekuivalen induktor terkopel mode 7 sama dengan mode 6 sehingga persamaan 2.65 dapat digunakan pada mode 7 untuk mendapatkan perubahan arus.

2.5. Penurunan parameter Komponen

Untuk mendapat kondisi ZVS pada topologi rangkaian konverter ini, penentuan nilai komponen harus benar. Nilai Komponen yang ditentukan dalam desain konverter ini yaitu induktor L1, L2, L3 dan kapasitor Ca1 serta Ca2. Desain dilakukan dengan memperhatikan kondisi terburuk yaitu dalam keadaan beban penuh. Penurunan parameter hanya dilakukan pada mode *buck*. Berikut akan dijelaskan langkah-langkah penurunan parameter komponen.

Langkah 1-*Duty Cycle*: hubungan tegangan *input* dan tegangan *output* pada konverter ini sama dengan konverter *buck* dan *boost* konvensional. Tegangan sisi tegangan tinggi V_h dan sisi tegangan rendah V_l telah diketahui sehingga *duty cycle* dapat diketahui dengan menggunakan persamaan 2.6. Diasumsikan bahwa frekuensi *switching* yaitu f_{sw} . Untuk mendapatkan waktu saat S1 dalam keadaan *switch off*, maka persamaan yang digunakan yaitu sebagai berikut:

$$\Delta t = \frac{1-D}{f_{sw}} \quad (2.66)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan 2.6 ke persamaan 2.66, maka didapatkan persamaan yaitu sebagai berikut:

$$\Delta t = \frac{1-D}{f_{sw}} = \left(1 - \frac{V_h}{V_l}\right) \frac{1}{f_{sw}} \quad (2.67)$$

Langkah2-Parameter i_{L1} : Pada mode operasi *buck*, nilai rata rata arus i_l sama dengan arus beban. Dengan menggunakan nilai arus maksimal beban yaitu $I_{loadmax}$, dapat diketahui variasi *peak to peak* arus i_{L1} . Koefisien *ripple* dari i_{L1} yaitu r_{L1} ditentukan sebesar 40%. Persamaan perubahan arus i_{L1} yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L1} = i_{L1min} - i_{L1max} = -i_{Loadmax} \times r_{L1} \quad (2.68)$$

Langkah3-Parameter i_{L3} : nilai $L3$ merupakan hal yang penting untuk memperoleh kondisi ZVS. Nilai arus i_{L3} naik menuju kondisi maksimum yaitu i_{L3max} yang bernilai positif dan turun menuju kondisi minimum yaitu i_{L3min} yang bernilai negatif. Nilai i_{L3min} harus sekecil mungkin untuk memberikan energi yang cukup untuk memperoleh kondisi ZV. Namun nilai absolut i_{L3min} tidak boleh lebih besar daripada nilai i_{L3max} karena keterbatasan pada kapasitas hantar arus belitan dan batas saturasi magnetisasi. Nilai i_{L3min} diatur pada kondisi beban penuh sebesar $-i_{Loadmax} \times r_{L1} / 2$. Maka variasi arus pada $L2$ pada saat $S1$ switch off dinyatakan dalam persamaan sebagai berikut:

$$\Delta i_{L3} = i_{L3min} - i_{L3max} = -i_{Loadmax} \times (1 + r_{L1}) \quad (2.69)$$

Langkah 4-Parameter kapasitor *snubber* dan $L3$: agar mendapatkan kondisi ZVS, persamaan 2.40 harus dipenuhi. Untuk waktu mode 5, pada topologi ini diatur sebesar 100ns. Nilai $Ca1$ dan $Ca2$ bernilai sama dan nilainya tidak boleh melebihi $Camax$ berdasarkan perhitungan. Pada dasarnya, komponen switch memiliki kapasitansi parasit sehingga nilai kapasitor harus lebih kecil dari nilai perhitungan $Camax$. Maka mengacu pada persamaan 2.42, penurunan persamaan nilai kapasitor sebagai berikut:

$$\Delta t = T_{m5} = t5 - t4 = (C_{a1} + C_{a2}) \frac{V_h}{|I_{L3min}|} \leq 100ns$$

Bila diasumsikan nilai $Ca1$ dan nilai $Ca2$ adalah sama besar yaitu $Camax$, maka diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$(2C_{amax}) \frac{V_h}{|I_{L3min}|} \leq 100ns$$

$$C_{amax} \leq 50 \frac{|I_{L3min}|}{V_h} \text{ pF} \quad (2.70)$$

Setelah diperoleh nilai C_{amax} , persamaan 2.70 dapat disubstitusikan ke persamaan 2.40 untuk memperoleh nilai $L3$. Maka, didapatkan persamaan $L3$ yaitu sebagai berikut:

$$\frac{1}{2} L3 I_{L3min}^2 > \frac{1}{2} (2C_{amax}) V_h^2$$

$$L_3 > L_{3min} = \frac{2C_{amax}V_h^2}{I_{L3min}^2} \quad (2.71)$$

Langkah5-Parameter L1 dan L2: mengacu pada persamaan 2.39 mengenai perubahan arus pada mode 3 dan 4, maka persamaan tersebut dapat ditulis sebagai berikut:

$$\Delta i_1 = -\frac{V_l(L_3+L_2)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \times \Delta t \quad (2.72)$$

$$\Delta i_3 = -\frac{V_l(L_2+M)}{(L_1+L_2+2M)L_3} \times \Delta t \quad (2.73)$$

Untuk nilai dari L1, L2, Δt , V_l , Δi_1 , dan Δi_3 telah diperoleh dalam langkah langkah sebelumnya. Nilai *mutual inductance* yaitu M merupakan hubungan antara kopel induktor L1 dan L2 dengan persamaan $M = \sqrt{L_1 L_2}$. Dengan memasukan semua parameter tersebut kedalam persamaan 2.72 dan 2.73, akan diperoleh nilai induktansi dari L1 dan L2. Setelah nilai parameter induktansi ditemukan, perlu diverifikasi agar memenuhi persamaan 2.36.

Agar mendapatkan tegangan *output* yang konstan dapat digunakan kapasitor sebagai filter tegangan *output* pada rangkaian *konverter*. Kapasitor ini berguna untuk mereduksi *ripple* tegangan keluaran oleh konverter. [5] Nilai parameter kapasitor *output* dapat dihitung dengan menganalisa rangkaian pada sisi *output*. Penurunan dilakukan dengan menggunakan persamaan dasar sebagai berikut:

$$V = I_{out} \cdot R_{out}; \text{ atau}$$

$$\Delta V = I_{out} \cdot X_{Cout}; \quad (2.74)$$

Nilai arus *output* sama (I_{out}) dengan pembagian tegangan dan resistansi keluaran yaitu $\frac{V_{out}}{R_{out}}$ dan X_{Cout} merupakan reaktansi dari kapasitor keluaran yang sama dengan $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot C_{outmin}}$. bila ripple tegangan *output* ditentukan terlebih dahulu, maka nilai kapasitansi dapat diketahui yaitu sebagai berikut:

$$\Delta V = \frac{I_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot C_{outmin}};$$

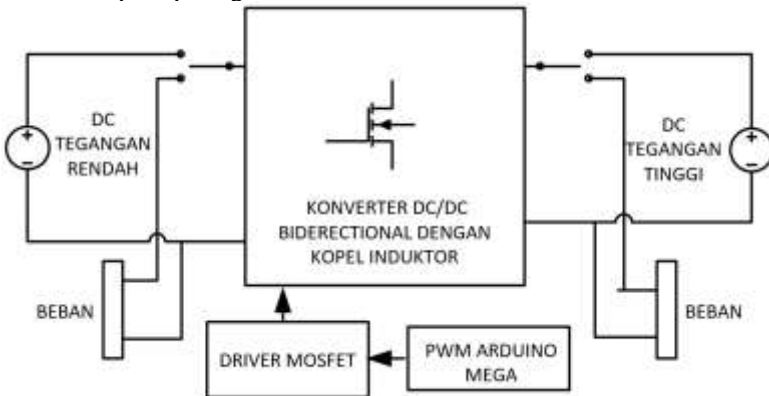
$$C_{outmin} = \frac{V_{out}}{R_{out} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot \Delta V}; \quad (2.75)$$

Tegangan *output* bergantung pada mode operasi pada konverter. Apabila konverter pada mode operasi *buck*, sisi tegangan rendah menjadi tegangan *output*. Sedangkan apabila konverter pada mode operasi *boost*, sisi tegangan tinggi menjadi tegangan *output*.

BAB 3

DESAIN DAN IMPLEMENTASI

Pada bab 3 akan dibahas mengenai desain konverter *bidirectional* dengan induktor terkopel. Proses untuk menentukan desain konverter *bidirectional* dilakukan dengan berdasarkan pada penurunan rumus parameter yang telah dibahas pada bab 2. Setelah nilai dari setiap parameter didapatkan, maka akan dilakukan simulasi mengenai konverter *bidirectional* untuk mengetahui apakah dengan nilai parameter yang telah didapatkan, konverter dapat bekerja dengan semestinya. Selain itu dilakukan pengamatan pada bentuk gelombang yang terbentuk karena proses *switching* dan melihat apakah keadaan *soft switching* didapatkan dengan konfigurasi nilai parameter yang didapat. Secara umum diagram blok rangkaian konverter *bidirectional* dengan kopel induktor yang akan didesain seperti pada gambar 3.1.



Gambar 3.1 Diagram Blok Rangkaian *bidirectional DC-DC Converter* dengan Kopel Induktor.

3.1. Desain Konverter *Bidirectional*

Pertama kali yang dilakukan dalam mendesain konverter *bidirectional* yaitu menentukan nilai parameter dari sisi tegangan tinggi (V_h), sisi tegangan rendah (V_l), frekuensi *switching* (f_{sw}), serta daya (P). Penentuan parameter awal ini bertujuan untuk mendapatkan nilai beban, induktor, dan kapasitor. Penentuan parameter awal ini juga meninjau komponen dan alat yang tersedia di laboratorium dan di pasaran. Dengan

meninjau hal tersebut akan mempermudah dalam melakukan implementasi desain konverter ini. Berikut ini adalah tabel 3.1 yang berisi mengenai parameter awal dalam mendesain rangkaian ini.

Tabel 3.1 Desain Awal Rangkaian.

No.	Komponen	Nilai	Satuan
1.	Tegangan Sisi Tegangan Tinggi (V_h)	30	Volt
2.	Tegangan Sisi Tegangan Rendah (V_l)	15	Volt
3.	Frekuensi <i>Switching</i> (fs)	50	kHz
4.	Daya (P)	100	Watt
	Ripple tegangan <i>output</i> (ΔV)	250	mV

Sebelum masuk ke desain konverter, langkah pertama yang dilakukan yaitu menentukan beban maksimum. Karena ada dua mode operasi, maka ada dua beban yang akan dicari yaitu beban saat mode operasi *buck* dan beban saat mode operasi *boost*. Berdasarkan daya maksimum dan tegangan di masing-masing sisi, maka beban yang digunakan dapat dihitung dengan persamaan berikut:

$$R_{Loadmax} = \frac{V^2}{P}; \quad (3,1)$$

$R_{Loadmax}$ = Resistansi beban maksimum (ohm)

V = Tegangan nominal (Volt)

P = Daya maksimum (Watt)

Untuk beban saat mode operasi *buck*, sisi tegangan rendah (V_l) merupakan tegangan *output*. Sedangkan beban pada saat mode operasi *boost*, sisi tegangan tinggi (V_h) merupakan tegangan *output*. Maka dengan menyubstitusikan nilai parameter tegangan dan daya *output* pada tabel 3.1, beban pada masing-masing mode operasi dapat diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$R_{Loadmax-buck} = \frac{V_l^2}{P} = \frac{15^2}{100}$$

$$R_{Loadmax-buck} = 2,25 \text{ ohm}$$

$$R_{Loadmax-boost} = \frac{V_h^2}{P} = \frac{30^2}{100}$$

$$R_{Loadmax-boost} = 9 \text{ ohm}$$

Selanjutnya yaitu menentukan kapasitor filter tegangan *output*. Nilai parameter ini dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 2.76 yaitu sebagai berikut:

$$C_{outmin} = \frac{V_{out}}{R_{out} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot \Delta V}$$

$C_{out-min}$ = kapasitansi filter *output* (F)
 V_{out} = tegangan *output* (Volt)
 R_{out} = Resistansi beban (Ohm)
 f_{sw} = Frekuensi *Switching* (Hz)
 ΔV = *ripple* tegangan (Volt)

Karena pada konverter ini terdapat dua mode operasi maka akan ada dua nilai kapasitor *output* yang akan dihitung yaitu kapasitor *output* minimal mode operasi *buck* dan kapasitor *output* minimal mode operasi *boost*. Resistansi tegangan *output* telah dihitung. dengan menyubstitusikan nilai parameter tegangan, frekuensi *switching* dan *ripple* tegangan pada tabel 3.1, kapasitor *output* pada masing-masing mode operasi dapat diperoleh yaitu sebagai berikut:

$$C_{outmin-buck} = \frac{V_l}{R_{Loadmax-buck} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot \Delta V}$$

$$C_{outmin-buck} = \frac{15}{(2.25)(2)(\pi)(50000)(0.25)}$$

$$C_{outmin-buck} = 282,94 \text{ uF}$$

$$C_{outmin-boost} = \frac{V_h}{R_{Loadmax-boost} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot \Delta V}$$

$$C_{outmin-boost} = \frac{30}{(9)(2)(\pi)(50000)(0.25)}$$

$$C_{outmin-boost} = 141,47 \mu F$$

Langkah pertama dalam mendesain konverter *bidirectional* dengan induktor terkopel yaitu menentukan *duty cycle*. Dengan merujuk pada tabel 3.1, sisi tegangan tinggi sebagai tegangan *input* yaitu sebesar 30 volt dan sisi tegangan rendah sebagai tegangan *output* yaitu sebesar 15 volt. Berdasarkan tegangan *input* dan tegangan *output* yang telah ditentukan. Maka *duty cycle* yang digunakan pada rangkaian konverter *bidirectional* dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan rasio konversi pada persamaan 2.22 yaitu sebagai berikut:

$$\frac{V_l}{V_h} = D$$

Dengan menyubstitusikan tegangan *input* dan tegangan *output* pada persamaan di atas, maka hasil perhitungan adalah sebagai berikut:

$$D = \frac{15}{30} = 0,5$$

Selanjutnya menentukan waktu *switch* S1 dalam keadaan *switch off* (Δt). Persamaan 2.66 dapat digunakan untuk menghitung waktu *switch off* pada *switch* S1 yaitu sebagai berikut:

$$\Delta t = \frac{1 - D}{f_{sw}}$$

Dengan menyubstitusikan data parameter pada tabel 3.1 dan nilai parameter *duty cycle* pada perhitungan sebelumnya yaitu sebesar 50%, maka waktu *switch off* S1 adalah sebagai berikut:

$$\Delta t = \frac{1 - 50\%}{50000}$$

$$\Delta t = 10 \mu s$$

Pada langkah selanjutnya nilai perubahan arus pada induktor L1 selama S1 *switch off* dapat ditentukan. Pada mode operasi *buck*, nilai arus rata-rata pada L1 sama dengan nilai arus maksimum beban. Nilai arus

maksimum beban dapat dihitung dengan menggunakan persamaan daya yaitu sebagai berikut:

$$i_{Loadmax} = \frac{P}{V_l}; \quad (3.2)$$

$I_{Loadmax}$ = arus maksimum beban (Ampere)

P = daya (Watt)

V_l = sisi tegangan rendah (Volt)

Maka dengan menggunakan data pada tabel 3.1, arus maksimum pada beban saat mode operasi *buck* adalah sebagai berikut:

$$I_{Loadmax} = \frac{100}{15} = 6,67 \text{ ampere}$$

Setelah itu, nilai parameter perubahan arus pada induktor L1 selama S1 *switch off* (Δi_{L1}) dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 2.68, yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L1} = -i_{Loadmax} \times r_{L1}$$

Δi_{L1} = perubahan arus pada L1 (Ampere)

$i_{Loadmax}$ = arus maksimum beban (Ampere)

r_{L1} = faktor ripple L1

Faktor *ripple* L1 selama S1 *switch off* telah ditentukan sebesar 40% pada bab sebelumnya. Maka dengan menyubstitusikan hasil perhitungan arus maksimum beban, dapat diperoleh nilai parameter perubahan arus L1 yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L1} = -6,67 \times 40\%$$

$$\Delta i_{L1} = -2,67 \text{ ampere}$$

Langkah selanjutnya yaitu mencari nilai perubahan arus pada induktor L3 selama S1 *switch off* (Δi_{L3}). Nilai parameter ini dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 2.69 yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L3} = -i_{Loadmax} \times (1 + r_{L1})$$

Dengan menyubstitusikan nilai parameter arus maksimum beban, maka nilai perubahan arus induktor pada L3 adalah sebagai berikut:

$$\Delta i_{L3} = -6,67 \times (1 + 40\%)$$

$$\Delta i_{L3} = -9,34 \text{ Ampere}$$

Untuk mempermudah dalam tahap implementasi, maka dilakukan penentuan nilai induktor L1, L2 dan L3 terlebih dahulu. L1 dan L2 merupakan kopel induktor. Kopel induktor memiliki nilai *mutual inductance*. Hubungan *mutual inductance* (M) pada kopel induktor ditunjukkan pada persamaan 2.22 yaitu sebagai berikut:

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Apabila nilai L1 ditentukan sebesar 186.96 uH dan nilai L2 sebesar 48.49 uH, maka nilai parameter *mutual inductance* yang dihasilkan adalah sebagai berikut:

$$M = \sqrt{(186,96)(48,49)}$$

$$M = 95,21 \text{ uH}$$

Kemudian akan ditentukan nilai parameter induktor L3. Untuk menentukan nilai induktansi dari L3, maka persamaan 2.36 harus dipenuhi yaitu sebagai berikut:

$$L_3 < M$$

$$L_3 < 95,21 \text{ uH}$$

Nilai dari L3 harus lebih kecil dari mutual inductance yaitu lebih kecil daripada 95.21 uH. Bila nilai L3 ditentukan sebesar 3.832 uH maka persamaan 2.36 dapat terpenuhi. Untuk memverifikasi apakah nilai perubahan arus L1 dan L3 pada saat S1 dalam keadaan *switch off* sudah

mendekati hasil perhitungan sebelumnya, maka persamaan 2.72 dan persamaan 2.73 dapat digunakan yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L1} = -\frac{V_l(L_3 + L_2)}{(L_1 + L_2 + 2M)L_3} \times \Delta t$$

$$\Delta i_{L3} = -\frac{V_l(L_2 + M)}{(L_1 + L_2 + 2M)L_3} \times \Delta t$$

- Δi_{L1} = perubahan arus pada L1 (Ampere)
- Δi_{L3} = perubahan arus pada L3 (Ampere)
- V_l = tegangan sisi tegangan rendah (Volt)
- L_1 = induktansi L1 (nH)
- L_2 = induktansi L1 (nH)
- L_3 = induktansi L1 (nH)
- M = *mutual inductance* (nH)
- Δt = waktu *switch-off* S1 (us)

Nilai dari L1, L2, L3 telah ditentukan dan Δt serta M telah diketahui pada perhitungan sebelumnya. Bila nilai parameter tersebut disubstitusikan ke dalam persamaan 2.48 dan 2.49, maka perubahan arus dapat dihitung yaitu sebagai berikut:

$$\Delta i_{L1} = -\frac{15((3,832) + 48,49)}{((186,96) + 48,49 + 2(95,21))(3,832)} \times 10$$

$$\Delta i_{L1} = -4,81 \text{ ampere}$$

$$\Delta i_{L3} = -\frac{15(48.49 + 95,21)}{((186,96) + 48,49 + 2(95,21))(3,832)} \times 10$$

$$\Delta i_{L3} = -13,21 \text{ ampere}$$

Nilai perhitungan paramater perubahan arus L1 dan perubahan arus L3 menggunakan persamaan 2.72 dan persamaan 2.73 telah mendekati nilai perhitungan. Maka nilai parameter L1, L2, dan L3 yang ditentukan dapat digunakan.

Dengan ditemukannya ΔI_{L1} dan ΔI_{L1} , maka nilai arus maksimum dan arus minimum dari parameter induktor L1 dan L3 yang telah ditentukan sebelumnya dapat dihitung. maka cara perhitungan pada L1 adalah sebagai berikut:

$$i_{L1max} = i_{Loadmax} - \frac{\Delta i_{L1}}{2}; \quad (3.3)$$

$$i_{L1min} = i_{Loadmax} + \frac{\Delta i_{L1}}{2}; \quad (3.4)$$

$i_{Loadmax}$ = arus maksimum beban (Ampere)
 i_{L1max} = arus maksimum L1 (Ampere)
 i_{L1min} = arus minimum L1 (Ampere)
 Δi_{L1} = perubahan arus pada L1 (Ampere)

Dengan menyubstitusikan nilai parameter arus beban maksimum dan perubahan arus L1 pada perhitungan sebelumnya, maka didapatkan nilai arus maksimum dan arus minimum pada L1 yaitu sebagai berikut:

$$i_{L1max} = 6.67 - \frac{-4.81}{2} = 9,07 \text{ ampere}$$

$$i_{L1min} = 6.67 + \frac{-4.81}{2} = 4,26 \text{ ampere}$$

Pada saat S1 *switch off* pada mode 3, arus maksimum L3 dan L1 memiliki nilai yang sama. Maka, arus minimum pada L3 dapat dihitung dengan mengurangi arus maksimum dengan perubahan arus selama S1 *switch off*. Berdasarkan hal tersebut, maka cara perhitungan adalah sebagai berikut:

$$I_{L3max} = I_{L1max}$$

$$I_{L3min} = I_{L3max} + \Delta I_{L3}; \quad (3.5)$$

I_{L3max} = arus maksimum L3 (Ampere)
 I_{L3min} = arus minimum L3 (Ampere)
 ΔI_{L3} = perubahan arus pada L3 (Ampere)

Dengan menyubstitusikan nilai parameter perubahan arus L3 pada perhitungan sebelumnya, maka didapatkan nilai arus maksimum dan arus minimum pada L3 yaitu sebagai berikut:

$$I_{L3max} = 9,07 \text{ ampere}$$

$$I_{L3min} = 9 + (-13,1) = -4,14 \text{ ampere}$$

Pada langkah selanjutnya dapat dihitung nilai parameter kapasitor pada konverter *bidirectional*. Terdapat masing-masing satu kapasitor pada *switch* S1 dan *switch* S2. Kedua kapasitor ini memiliki nilai yang sama. Nilai kapasitor ini dapat dihitung menggunakan persamaan 2.70 yaitu sebagai berikut:

$$C_{amax} \leq 50 \frac{|I_{L3min}|}{V_h}$$

C_{amax} = nilai kapasitor maksimum (pF)
 I_{L3min} = arus minimum induktor L3 (Ampere)
 V_h = tegangan sisi tegangan tinggi (Volt)

Pada perhitungan sebelumnya didapatkan nilai dari arus minimum pada induktor L3. Dengan menyubstitusikan nilai tersebut, maka nilai parameter kapasitor maksimum adalah sebagai berikut:

$$C_{amax} \leq 50 \frac{|-4,14|}{30}$$

$$C_{amax} \leq 6895,25 \text{ pF}$$

langkah selanjutnya yaitu melakukan perhitungan nilai parameter induktor L3 minimum. Hal ini perlu untuk memverifikasi apakah nilai induktor L3 memiliki energi yang cukup untuk memperoleh keadaan ZVS pada saat beban penuh. Maka persamaan 2.71 dapat digunakan yaitu sebagai berikut:

$$L_3 > L_{3min} = \frac{2C_{amax}V_h^2}{I_{L3min}^2}$$

L_3 = Induktansi induktor L3 (uH)
 L_{3min} = Induktansi induktor L3 minimum (uH)
 C_{amax} = nilai kapasitor maksimum (pF)
 I_{L3min} = arus minimum induktor L3 (Ampere)

Dengan menyubstitusikan nilai parameter arus minimum induktor L3 dan kapasitor Ca yang diperoleh pada perhitungan sebelumnya, maka didapatkan nilai induktansi minimum pada L3 yaitu sebagai berikut:

$$L_3 > \frac{2(6895,25)}{(-4,14)^2}$$

$$L_3 > 0,73 \mu H$$

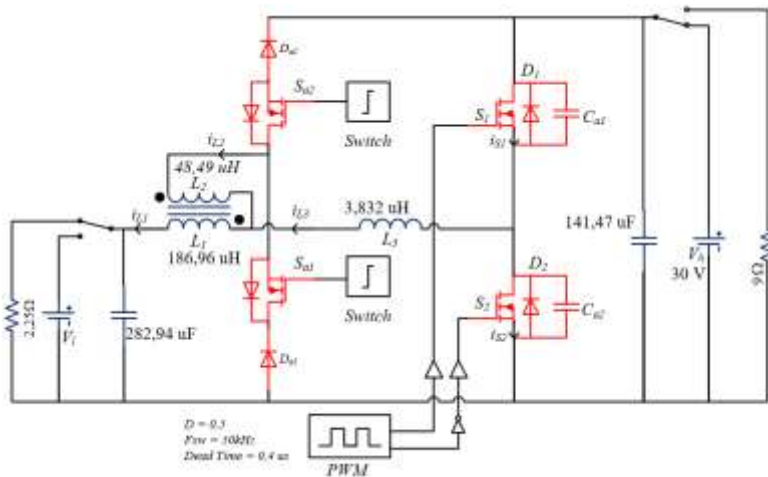
Berdasarkan hasil perhitungan, nilai induktansi minimum pada L3 sebesar 0,3 μH agar dapat menyimpan cukup energi untuk mendapatkan kondisi ZVS. Nilai induktansi L3 telah ditentukan yaitu sebesar 3,832 μH . Nilai ini memenuhi persamaan 2.48 sehingga dapat digunakan dalam desain konverter *bidirectional*.

Tabel 3.2 Parameter rangkaian konverter *bidirectional* dengan induktor terkopel.

No.	Komponen	Nilai	Satuan
1.	Tegangan Sisi Tegangan Tinggi (Vh)	30	Volt
2.	Tegangan Sisi Tegangan Rendah (Vl)	15	Volt
3.	Frekuensi <i>Switching</i> (fs)	50	kHz
4.	Daya (P)	100	Watt
5.	<i>Ripple</i> tegangan <i>output</i> (ΔV)	250	mV
6	<i>Duty Cycle</i> (D)	50	%
7	Beban penuh mode buck	2,25	ohm
8	Beban penuh mode boost	9	ohm
9	Induktor L1	186,96	μH
10	Induktor L2	48,49	μH
11	Induktor L3	3,832	μH
12	Mutual Inductance (M)	95,21	μH
13	Kapasitor Ca1 dan Ca2	6895,25	pF
14	Kapasitor <i>output</i> minimal mode buck	282,94,94	μF
15	Kapasitor <i>output</i> minimal mode boost	141,47	μF

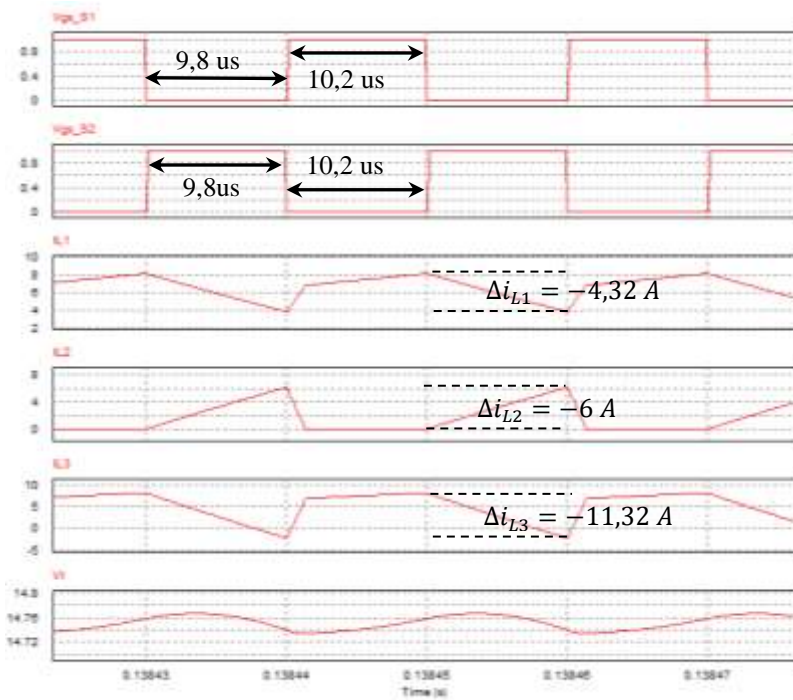
3.2. Simulasi

Simulasi dilakukan untuk mengetahui apakah rangkaian dapat berjalan dengan baik atau tidak dengan nilai parameter yang telah dihitung sebelumnya. Tujuan dari simulasi ini adalah untuk membandingkan keadaan *switching* pada rangkaian konverter baik saat mode operasi *buck* maupun mode operasi *boost*. Skenario simulasi yang dilakukan ada dua yaitu saat mode operasi *buck*, dan saat mode operasi *boost*. Rangkaian konverter yang disimulasikan dapat dilihat pada gambar 3.2.



Gambar 3.2. Simulasi konverter DC-DC *bidirectional* dengan induktor terkopel.

Pada skenario yang pertama, dilakukan simulasi pada mode operasi *buck*. Simulasi ini dilakukan dengan mengatur sinyal *trigger* Sa1 dalam keadaan *switch on* dan sinyal *trigger* Sa2 untuk *switch off*. Sisi tegangan tinggi dipasang sumber DC dan sisi tegangan rendah dipasang beban maksimum. Hasil dari simulasi untuk skenario mode operasi *buck* dapat dilihat pada gambar 3.3.

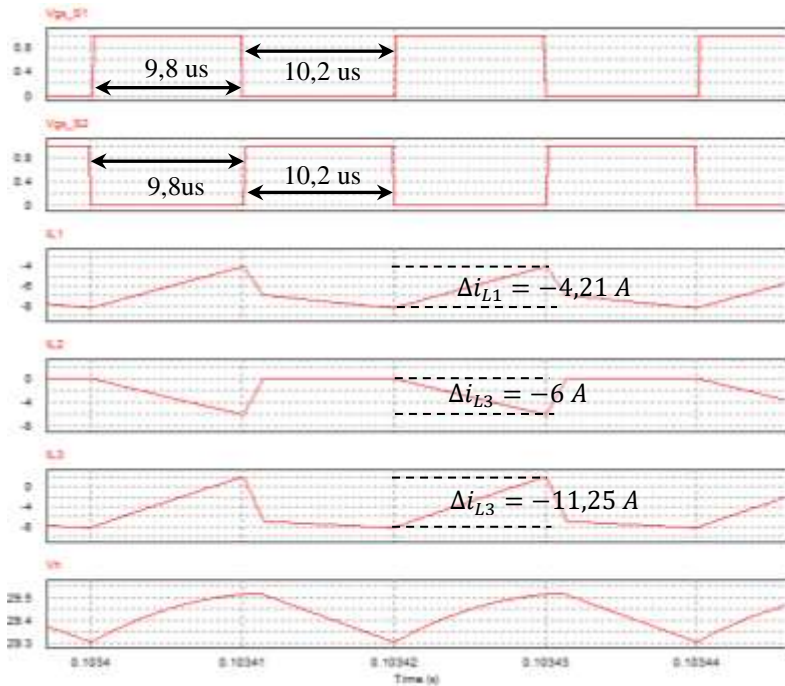


Gambar 3.3. Bentuk gelombang V_{GS1} , V_{GS2} , i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} dan V_h pada saat mode operasi *buck*.

Gambar 3.3 menunjukkan bentuk gelombang tegangan *gate-source* S1 (V_{GS1}), tegangan *gate-source* S2 (V_{GS2}), arus induktor L1 (i_{L1}), arus induktor L2 (i_{L2}) dan arus induktor L3 (i_{L3}) saat mode operasi *buck*. Dapat dianalisis bahwa saat S1 dalam keadaan *switch on*, dan S2 dalam keadaan *switch off*, maka arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *charging* karena mendapatkan energi dari tegangan *input*. Arus pada induktor L2 *discharging* hingga bernilai nol dan tetap kosong selama selang waktu ini. Sedangkan saat *switch* S1 dalam keadaan *switch on*, dan *switch* S2 dalam keadaan *switch off*, arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *discharging*. Arus pada induktor L2 terus mengalami *charging* hingga S1 *switch off*.

Nilai tegangan *output* pada mode operasi *boost* yaitu V_h memiliki tegangan rata-rata sebesar 14,76 volt. Selain itu, pada induktor L1 nilai *ripple* arus sebesar -4,32 ampere dan arus maksimum induktor L2 sebesar 6 ampere. Sedangkan pada induktor L3 *ripple* arus sebesar -11,32 ampere. Hasil simulasi tersebut mendekati nilai dari perhitungan sebelumnya dan karakteristik bentuk gelombang pada mode operasi ini sama dengan teori pada bab 2.

Pada skenario yang kedua, dilakukan simulasi pada mode operasi *boost*. Simulasi ini dilakukan dengan mengatur sinyal *trigger* Sa1 dalam keadaan *switch off* dan sinyal *trigger* Sa2 dalam keadaan *switch on*. Sisi tegangan rendah dipasang sumber DC dan sisi tegangan tinggi dipasang beban maksimum. Hasil dari simulasi untuk skenario mode operasi *boost* dapat dilihat pada gambar 3.6.



Gambar 3.4. Bentuk gelombang V_{GS1} , V_{GS2} , i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} dan V_h pada saat mode operasi *boost*.

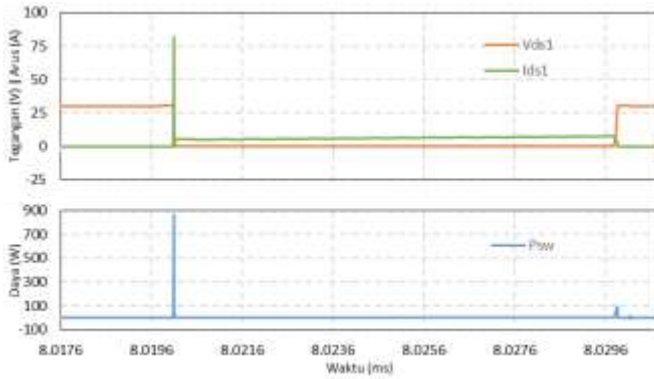
Gambar 3.4 menunjukkan bentuk gelombang tegangan *gate-source* S1 (V_{GS1}), tegangan *gate-source* S1 (V_{GS1}), arus induktor L1 (i_{L1}), arus induktor L2 (i_{L2}), arus induktor L3 (i_{L3}) dan sisi tegangan tinggi (V_h) pada saat mode operasi *boost*. Dapat dianalisis bahwa saat *switch* S1 dalam keadaan *switch off*, dan S2 dalam keadaan *switch on*, maka arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *charging* karena mendapatkan energi dari tegangan *input*. Arus pada induktor L2 *discharging* hingga bernilai nol dan tetap kosong selama selang waktu ini. Sedangkan saat *switch* S1 dalam keadaan *switch on*, dan *switch* S2 dalam keadaan *switch off*, arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *discharging*. Arus pada induktor L2 terus mengalami *charging* hingga S1 *switch off*.

Nilai tegangan *output* pada mode operasi *boost* yaitu V_h memiliki tegangan rata-rata sebesar 29,41 volt. Pada induktor L1 nilai *ripple* arus sebesar 4,32 ampere dengan arus maksimum induktor L2 sebesar -6 ampere. Sedangkan pada induktor L3 *ripple* arus sebesar 11,32 ampere. Hasil simulasi tersebut mendekati nilai dari perhitungan sebelumnya dan karakteristik bentuk gelombang pada mode operasi ini sama dengan teori pada bab 2. Bentuk gelombang pada mode operasi *buck* dan mode operasi *boost* adalah sama. Namun, pada mode *boost*, polaritas arus yang mengalir terbalik bila dibandingkan dengan mode operasi *buck*.

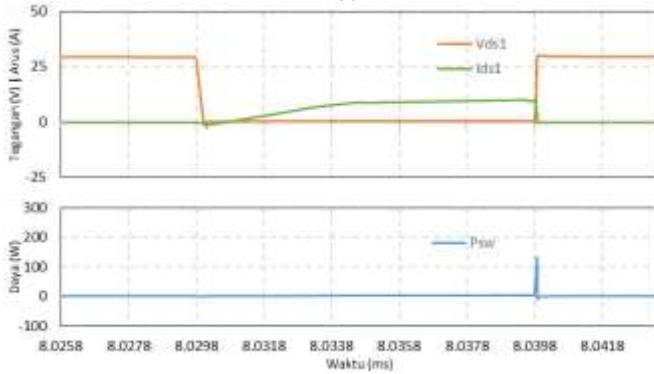
Switching loss (P_{sw}) pada masing-masing mode operasi dapat dihitung dengan menggunakan hubungan daya instantaneous yaitu tegangan dikalikan dengan arus pada saat periode transisi *on* (t_r) dan transisi *off* (t_f), serta dikalikan dengan frekuensi pensaklaran. Hubungan tersebut dapat dituliskan sebagai berikut:

$$P_{sw} = f_{sw} \left(\int_0^{t_r} V_{DS}(t) \cdot I_D(t) dt + \int_0^{t_f} V_{DS}(t) \cdot I_D(t) dt \right); \quad (3.6)$$

Pada gambar 3.5, dapat dilihat bentuk gelombang mode *buck* pada switch S1 yaitu, tegangan *drain-source* S1 (V_{ds1}), arus *drain-source* S1 (i_{ds1}) dan daya *switching* (P_{sw}). Ketika S1 *high*, maka switch akan mengalami penyalaan (*turn on*). Sedangkan pada saat S1 *low*, switch akan mengalami pematian (*turn off*). Pada gambar 3.5(a) dapat dilihat bahwa switch *high* maupun *low*, tegangan dan arus switch S1 transisi secara bersamaan sehingga terjadi *switching loss*. Hal ini menandakan keadaan *hard switching*. Pada gambar 3.5(b) dapat dilihat bahwa switch *high*, tegangan switch S1 turun terlebih dahulu. Hal ini menandakan bahwa keadaan ZVS saat *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, hanya terjadi keadaan *hard switching*.



(a)

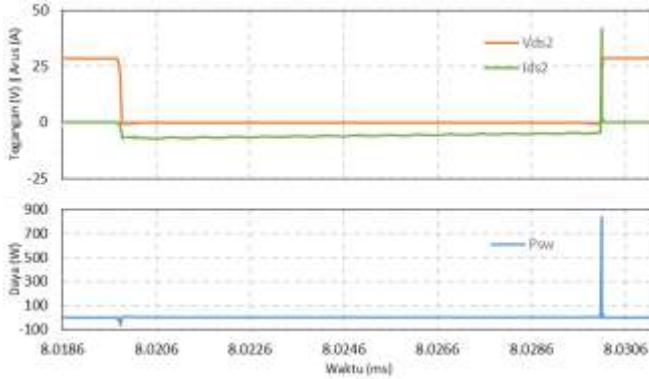


(b)

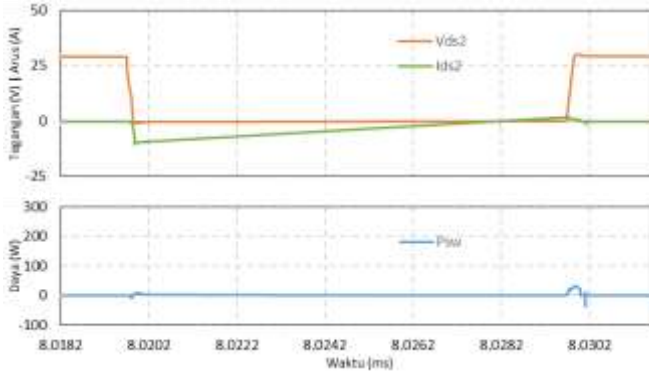
Gambar 3.5 Grafik simulasi *switching loss* pada switch S1 mode *buck*
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

Pada gambar 3.6, dapat dilihat bentuk gelombang mode *buck* pada switch S2 yaitu, tegangan *drain-source* S2 (V_{ds2}), arus *drain-source* S2 (i_{ds2}) dan daya *switching* (P_{sw}). Ketika S2 *high*, maka switch akan mengalami penyalan (*turn on*). Sedangkan pada saat S2 *low*, switch akan mengalami pematian (*turn off*). Pada gambar 3.6(a) dapat dilihat bahwa switch *high* maupun *low*, tegangan dan arus switch S2 transisi secara bersamaan sehingga terjadi *switching loss*. Hal ini menandakan keadaan *hard switching*. Pada gambar 3.6(b) dapat dilihat bahwa switch *high*, tegangan switch S2 turun terlebih dahulu. Hal ini menandakan bahwa

keadaan ZVS saat *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, hanya terjadi keadaan *hard switching*.



(a)



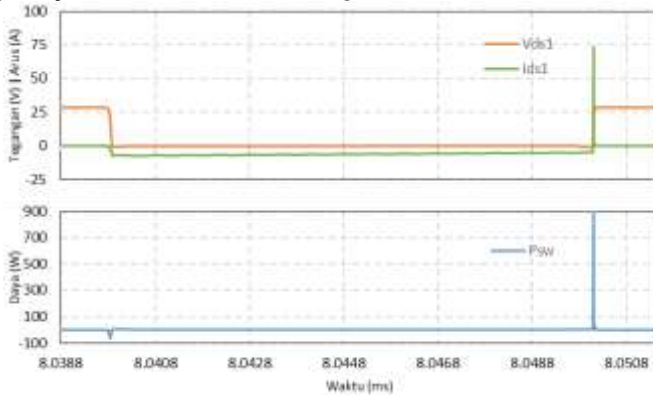
(b)

Gambar 3.6 Grafik simulasi *switching loss* pada switch S2 mode buck
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

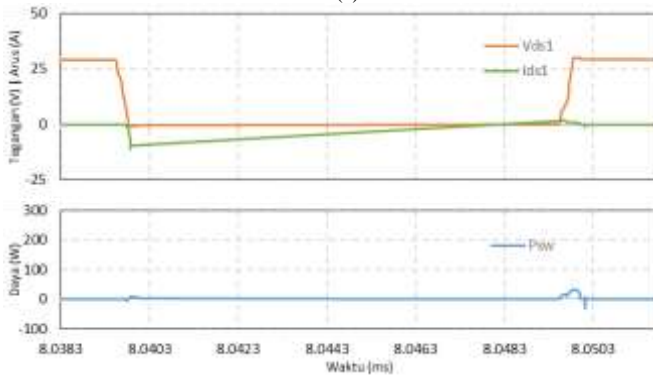
Dari gambar 3.5 dan 3.6, *switching loss* untuk *hard switching* dan *soft switching* pada saat konverter beroperasi mode *buck* dapat dihitung. Pada saat *hard switching*, *switching loss* sebesar 2,4 watt sedangkan pada saat *soft switching*, *switching loss* sebesar 0,7 watt. Nilai tersebut mengalami penurunan akibat keadaan *soft switching* pada saat *turn on*.

Pada gambar 3.7, dapat dilihat bentuk gelombang mode *boost* pada switch S1 yaitu, tegangan *drain-source* S1 (V_{ds1}), arus *drain-source*

$S1(i_{ds1})$ dan daya switching (P_{sw}). Ketika $S1$ *high*, maka switch akan mengalami penyalaan (*turn on*). Sedangkan pada saat $S1$ *low*, switch akan mengalami pematian (*turn off*). Pada gambar 3.7(a) dapat dilihat bahwa switch *high* maupun *low*, tegangan dan arus switch $S1$ transisi secara bersamaan sehingga terjadi *switching loss*. Hal ini menandakan keadaan *hard switching*. Pada gambar 3.7(b) dapat dilihat bahwa switch *high*, tegangan switch $S1$ turun terlebih dahulu. Hal ini menandakan bahwa keadaan ZVS saat *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, hanya terjadi keadaan *hard switching*.



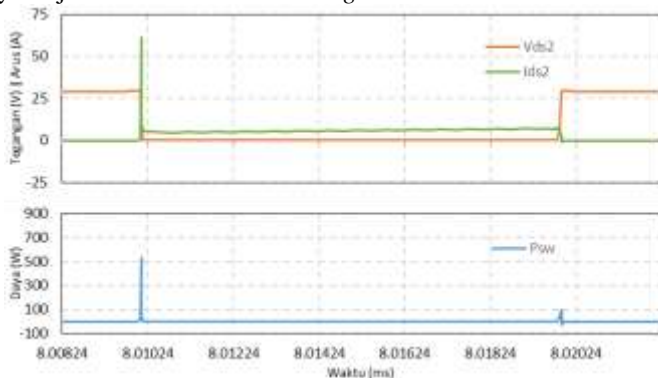
(a)



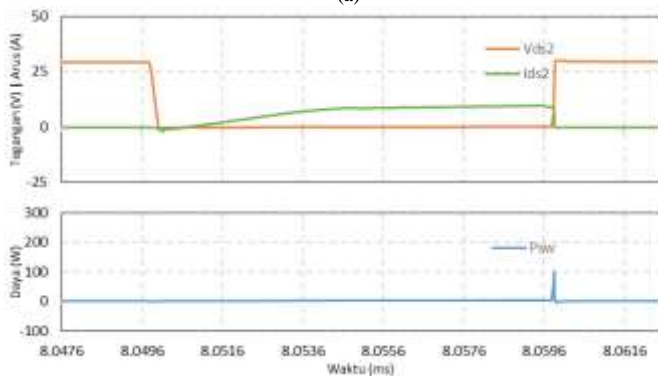
(b)

Gambar 3.7 Grafik simulasi *switching loss* pada switch $S1$ mode *boost*
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

Pada gambar 3.8, dapat dilihat bentuk gelombang mode *boost* pada switch S2 yaitu, tegangan *drain-source* S2 (V_{ds2}), arus *drain-source* S2 (i_{ds2}) dan daya *switching* (P_{sw}). Ketika S2 *high*, maka switch akan mengalami penyalaan (*turn on*). Sedangkan pada saat S2 *low*, switch akan mengalami pematian (*turn off*). Pada gambar 3.8(a) dapat dilihat bahwa switch *high* maupun *low*, tegangan dan arus *switch* S2 transisi secara bersamaan sehingga terjadi *switching loss*. Hal ini menandakan keadaan *hard switching*. Pada gambar 3.8(b) dapat dilihat bahwa switch *high*, tegangan *switch* S2 turun terlebih dahulu. Hal ini menandakan bahwa keadaan ZVS saat *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, hanya terjadi keadaan *hard switching*.



(a)



(b)

Gambar 3.8 Grafik simulasi *switching loss* pada switch S2 mode *boost*
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

Dari gambar 3.7 dan 3.8, switching loss untuk *hard switching* dan *soft switching* pada saat konverter beroperasi mode *boost* dapat dihitung. Pada saat *hard switching*, switching loss sebesar 2,35 watt sedangkan pada saat *soft switching*, switching loss sebesar 0,73 watt Nilai tersebut mengalami penurunan akibat keadaan *soft switching* pada saat *turn on*.

Tabel 3.3 menunjukkan data *switching loss* baik pada mode *buck* maupun mode *boost* pada hasil simulasi. Kedua buah mode operasi memiliki penurunan *switching loss* sebesar 70,83 % pada mode *buck* dan 68,93% pada mode *boost*.

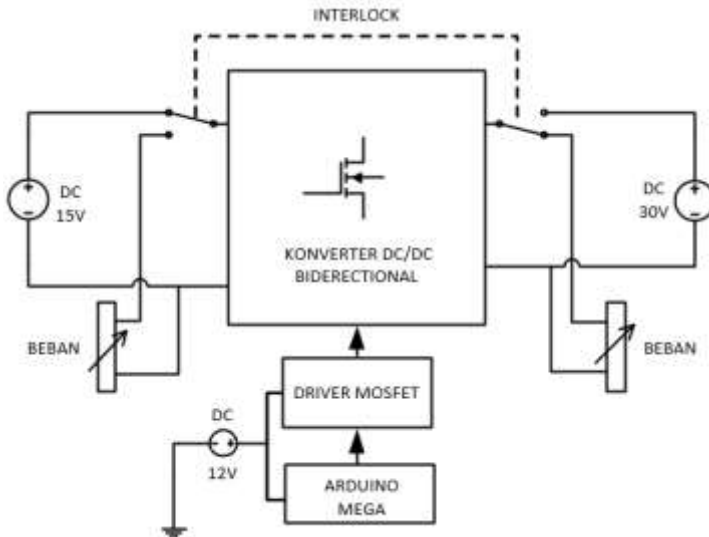
Tabel 3.3 Tabel *switching loss* pada simulasi

Mode	Switching loss (W)		Pengurangan loss (%)
	<i>Hard switching</i>	<i>Soft switching</i>	
<i>Buck</i>	2,40	0,70	-70,83
<i>Boost</i>	2,35	0,73	-68,93

3.3. Implementasi

Setelah hasil simulasi sesuai dengan teori, maka langkah selanjutnya adalah membuat implementasi dari rangkaian konverter *bidirectional* dengan induktor terkopel. Implementasi ini dilakukan untuk mengamati kondisi *switching* pada komponen *switching* dengan menggunakan topologi ini. Gambar 3.9 merupakan blok diagram untuk implementasi rangkaian konverter.

Tahap yang pertama yaitu membuat program kendali untuk komponen *switching*. Terdapat empat *switch* yang akan dikendalikan yaitu *switch* S1 dan *switch* S2 yang akan dikendalikan menggunakan sinyal berupa PWM (*Pulse Width Modulation*); dan *switch* Sa1 dan Sa2 yang akan dikendalikan dengan sinyal digital. PWM merupakan gelombang persegi periodik yang digunakan untuk proses pensaklaran pada *switch*. sinyal digital merupakan sinyal kendali yang hanya memiliki dua keadaan yaitu *high* dan *low*. Komponen *switch* yang digunakan adalah MOSFET. MOSFET merupakan salah satu tipe saklar semikonduktor yang digunakan untuk proses *on* dan *off*. Jenis saklar ini bergantung pada amplitudo tegangan sebagai sinyal *trigger* sehingga mudah untuk dikendalikan. [5]



Gambar 3.9 Blok diagram rangkaian implementasi.

Untuk menghasilkan sinyal PWM dan sinyal digital untuk mengendalikan MOSFET, dapat digunakan *microcontroller arduino mega* dengan tegangan sumber sebesar 12 volt dan tegangan *output* pada masing masing pin sebesar 5 Volt. Sinyal PWM yang dihasilkan diatur dengan frekuensi *switching* 50 kHz; dan *duty cycle* mula 0,5 sesuai dengan yang telah didesain dan dapat disesuaikan dengan resistor variabel. Sinyal tersebut juga lengkapi dengan pengatur *dead time*. Keadaan mula sinyal digital yang dihasilkan diatur pada keadaan *low* dan dapat diatur dengan menggunakan *push button*. Seluruh *output* sinyal PWM maupun digital dipasangkan ke rangkaian *driver MOSFET* untuk mengisolasi *microcontroller* dari rangkaian utama konverter. Program untuk menghasilkan semua kontrol tersebut pada lampiran 1.

Tahap kedua adalah menentukan jenis komponen diode, MOSFET dan *driver MOSFET*. Penentuan komponen berdasarkan nilai rating yang tersedia di pasaran dan diberikan margin antara hasil perhitungan dan rating agar komponen dapat bekerja dengan aman. Untuk Diode, jenis yang digunakan adalah *fast switching diode* MUR1560 yang memiliki kemampuan *blocking voltage* sebesar 600 volt dan kemampuan menghantarkan arus sebesar 25 ampere. Untuk MOSFET, jenis yang

digunakan adalah IRFP4332 yang mampu menghantarkan arus mencapai 57 ampere dan tegangan *drain-source* maksimum sebesar 250 volt serta kapasitansi efektif parasit sebesar 360 pF. *Driver* MOSFET yang digunakan adalah jenis FOD3182 dengan tegangan sumber sebesar 12 volt DC.

Tahap ketiga adalah menentukan kapasitor yang akan digunakan pada rangkaian implementasi. Untuk kapasitor yang terparalel pada MOSFET, nilai maksimal kapasitansi adalah 6895,25 pF. MOSFET yang dipilih memiliki kapasitansi parasit efektif 360 pF. Hal ini akan mengurangi besar kapasitor yang terparalel pada MOSFET. Maka nilai kapasitor maksimum yang diperbolehkan yaitu sebagai berikut :

$$C_{amax} \leq 6895,25 - 360 \text{ pF}$$

$$C_{amax} \leq 6535,25 \text{ pF}$$

Berdasarkan hal tersebut, dipilih kapasitor yang memiliki nilai kapasitansi sebesar 5600 pF dengan tegangan yang mampu ditahan sebesar 1000 volt. Untuk kapasitor *output*, dipilih nilai kapasitansi sebesar 330uF dengan tegangan yang mampu ditahan sebesar 50V pada mode operasi *buck* dan nilai kapasitansi sebesar 470uF dengan tegangan yang mampu ditahan sebesar 100V pada mode operasi *boost*.

Tahap keempat adalah menentukan nilai induktor. induktor akan dibuat secara manual dengan membuat belitan pada inti besi. Terdapat dua induktor yang akan desain yaitu induktor terkopel yang menggunakan inti *ferrite* dengan tipe ETD dan induktor diskrit yang menggunakan inti *ferrite* dengan tipe *toroid*.

Pada induktor terkopel, inti besi yang digunakan berupa *ferrite* ETD 49 tipe 3C30. Spesifikasi inti besi tersebut adalah sebagai berikut:

Tabel 3.4 Tabel spesifikasi ETD 49

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Effective Lenght	le	114	mm
Effective Area	Ae	211	mm ²
Effective Permeability	μ	1550	
Core Coefficient	AL	3400	nH/N ²
Saturation Magnetic Flux Density	B	360	mT

Data pada tabel 3.4 digunakan untuk menentukan jumlah belitan yang akan digunakan untuk membuat induktor. Persamaan untuk menentukan jumlah belitan adalah sebagai berikut : [14]

$$L = \frac{4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot Ae \cdot 10^{-9}}{lg + \frac{le}{\mu}}; \quad (3.6)$$

L = Nilai induktansi (H)
 N = Jumlah belitan
 Ae = Effective area (mm²)
 μ = Effective permeability
 lg = Gap (mm)
 le = Effective Lenght (mm)

Nilai induktansi pada L1 sebesar 186.96 uH dan induktansi pada L1 sebesar 48.49 uH akan digulung pada inti *ferrite* yang sama dengan gap 0.98 mm. Dengan menyubstitusikan nilai parameter pada tabel 3.3, maka jumlah belitan untuk L1 adalah sebagai berikut:

$$(186,96)10^{-6} = \frac{4 \pi N^2 (211)10^{-9}}{0,98 + \frac{114}{1550}}$$

$$N \cong 40$$

Untuk jumlah belitan pada induktor L2 adalah sebagai berikut :

$$(48,49)10^{-6} = \frac{4 \pi N^2 (211)10^{-9}}{0,98 + \frac{114}{1550}}$$

$$N \cong 20$$

Belitan yang digunakan merupakan kawat tembaga AWG dengan diameter 0,3 mm. Untuk induktor L1 dirangkai membentuk konduktor *stranded* sebanyak 9 belitan dan mampu menahan arus maksimum sebesar 9,1 ampere. Sedangkan induktor L2 menggunakan single wire karena AWG dengan diameter 0,5 mm dan dibentuk kabel *stranded* sebanyak 20 belitan dan mampu menahan arus maksimum sebesar 9,1 ampere. Kedua induktor digulung pada bobbin yang sama yang terdiri dari tiga lapis belitan. Lapis pertama dan ketiga merupakan

belitan L1 dan lapis kedua merupakan belitan L2. Masing-masing lapis belitan diberikan isolasi sebagai pemisah antar belitan.

Pada induktor diskrit, inti besi yang digunakan berupa *ferrite toroid* T157-2. Spesifikasi inti besi tersebut adalah sebagai berikut:

Tabel 3.5 Tabel spesifikasi T 157-2

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Effective Lenght	le	101	mm
Effective Area	Ae	106	mm ²
Effective Permeability	μ	10	
Core Coefficient	AL	14	nH/N ²
Saturation Magnetic Flux Density	B	360	mT

Nilai induktansi pada L3 sebesar 3,832 uH akan digulung pada inti *ferrite toroid*. Dengan menyubstitusikan nilai parameter pada tabel 3.5, maka jumlah belitan untuk L3 adalah sebagai berikut:

$$(3,832)10^{-6} = \frac{4 \pi N^2(106)10^{-9}}{0 + \frac{101}{1550}}$$

$$N \cong 17$$

Belitan yang digunakan merupakan kawat tembaga AWG dengan diameter 0,3 mm. Untuk induktor L1 dirangkai membentuk konduktor *stranded* sebanyak 9 belitan agar mampu menahan arus maksimum sebesar 9,1 ampere.

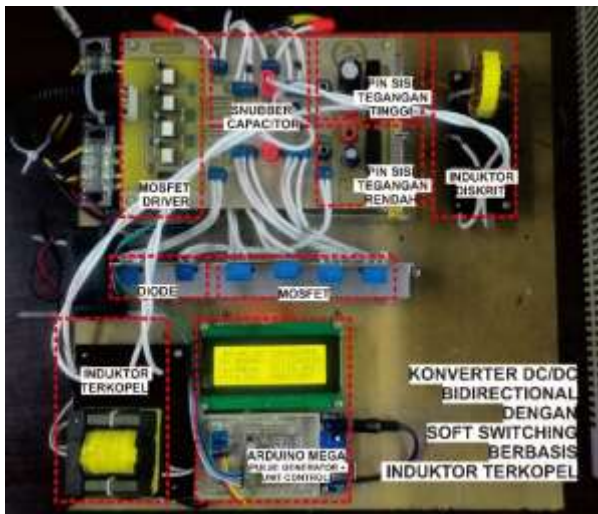
Setelah penentuan komponen selesai, maka selanjutnya adalah merangkai alat. Pada tabel 3.5 disajikan data komponen yang digunakan untuk merangkai konverter *bidirectional* dengan induktor terkopel. Komponen konverter yang telah dirangkai dapat dilihat pada gambar 3.10.

Tabel 3.6 Tabel Komponen Implementasi

No.	Komponen	Nilai	Satuan
1.	Tegangan Sisi Tegangan Tinggi (Vh)	30	Volt
2.	Tegangan Sisi Tegangan Rendah (VI)	15	Volt
3.	Frekuensi <i>Switching</i> (fs)	50	kHz
4.	Daya (P)	100	Watt
5.	<i>Duty Cycle</i> (D)	50	%
6	Beban penuh mode buck	2.25	ohm

7	Beban penuh mode boost	9	ohm
8	Induktor Terkoppel		
	Induktor L1	186.96	μ H
	Induktor L2	48.49	μ H
	Mutual Inductance (M)	95.21	μ H
9	Induktor L3	3.832	μ H
10	Kapasitor Ca1 dan Ca2	5600	pF
11	Kapasitor <i>output</i> minimal mode buck	330	μ F
12	Kapasitor <i>output</i> minimal mode boost	470	μ F
13	Diode	MUR1560	
14	MOSFET	IRFP4332	
15	Driver MOSFET	FOD3182	

Pengujian dilakukan dengan menghubungkan sumber rangkaian konverter cuk dengan tegangan sumber 24 Volt, MOSFET 12 Volt dan Arduino 5 Volt. Untuk mengamati bentuk gelombang menggunakan osiloskop. Gelombang yang diamati antara lain sinyal pensaklaran pada MOSFET, arus dan tegangan pensaklaran.

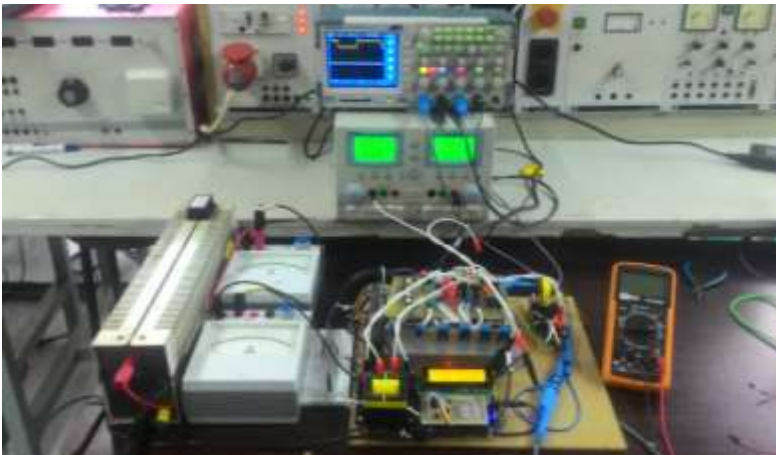


Gambar 3.10 Rangkaian implementasi konverter DC-DC *bidirectional* dengan induktor terkoppel

BAB 4

HASIL IMPLEMENTASI DAN ANALISIS

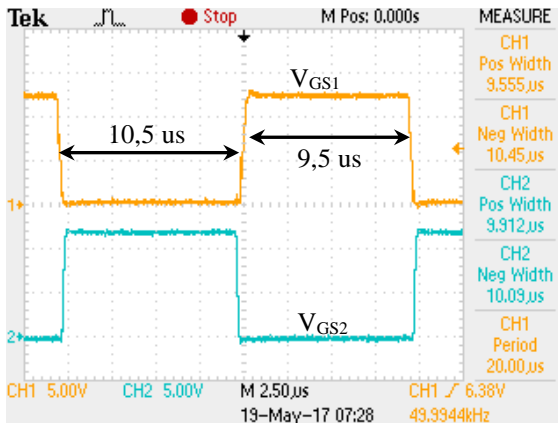
Pada bab 4 akan dibahas mengenai pengujian dan analisis data hasil implementasi konverter *bidirectional* dengan kopel induktor. Pengujian yang dilakukan yaitu pengujian gelombang keluaran dari sinyal *Pulse Wave Modulation* (PWM), proses pensaklaran pada masing-masing mode operasi, dan bentuk arus pada induktor serta perbandingan transfer daya antara *soft switching* dan *hard switching*. Pengujian dilakukan dengan menggunakan peralatan yang tersedia di laboratorium. Peralatan yang digunakan adalah sumber DC variabel, dan beban variabel resistif. Sumber DC yang digunakan adalah sumber DC variabel yang dirangkai secara paralel sehingga akan mampu menghasilkan tegangan 30 volt dengan arus maksimal 10 ampere. Beban resistif yang digunakan adalah resistor variabel dengan nilai hambatan 10 ohm dan 330 ohm. Untuk mengamati bentuk gelombang tegangan dan arus pada rangkaian konverter, digunakan osiloskop Tektronix TPS 2014B beserta *probe* tegangan Tektroknik standar CAT II dan *probe* arus Tektronik A622 yang ada di laboratorium. Gambar 4.1 menunjukkan alat pengujian.



Gambar 4.1 Alat Pengujian

4.1. Pengujian Sinyal PWM

Pengujian sinyal PWM bertujuan untuk mengetahui bentuk gelombang sinyal apakah sudah sesuai dengan desain atau belum. Frekuensi *switching* yang digunakan yaitu 50 kHz. Pengujian ini diamati sinyal pada kaki MOSFET sisi *gate-source* S1 dan sisi *gate-source* S2. Berikut adalah bentuk sinyal yang dihasilkan.

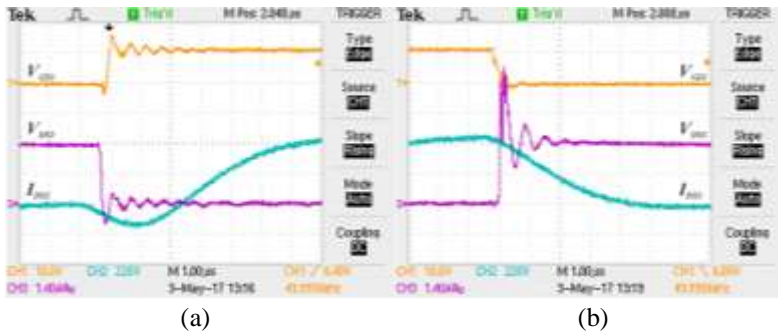


Gambar 4.2 Bentuk gelombang sinyal tegangan *gate-source* pada MOSFET.

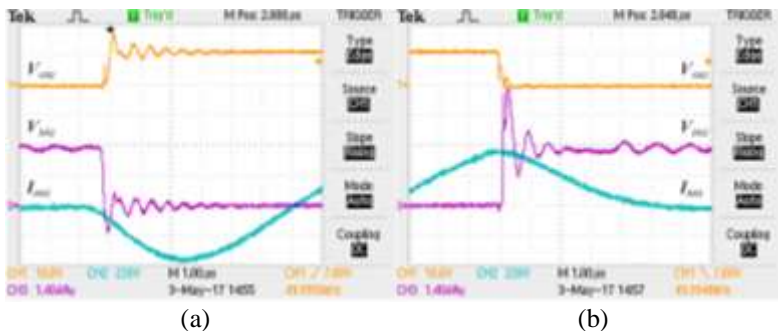
Frekuensi yang terbentuk pada implementasi sebesar 49,9944 kHz yang sebanding dengan periode 20 μs . Nilai frekuensi ini sudah mendekati dengan desain yaitu 50 kHz. Duty Cycle diatur pada nilai 0,5 sehingga akan didapatkan nilai t_{on} sebesar 9,5 μs dan t_{off} sebesar 10,5 μs serta waktu setiap transisi sebesar 0,3 μs dengan periode total satu gelombang 20 μs . Dari gambar 4.2 menunjukkan bentuk sinyal pada bagian tegangan *gate-source* S1 (V_{GS1}), dan tegangan *gate-source* S2 (V_{GS2}). Pada saat sinyal V_{GS1} aktif (t_{on}) dan sinyal V_{GS2} non aktif, maka S1 akan konduksi dan S2 akan terbuka. Sebaliknya pada saat sinyal V_{GS1} non aktif (t_{off}) dan sinyal V_{GS2} aktif, maka S1 akan terbuka dan S2 akan konduksi. Terdapat jeda waktu pensaklaran (*dead time*) antara sinyal S1 dan sinyal S2 sebesar 0,3 μs . Pengujian sinyal PWM telah sesuai dengan desain dan simulasi dengan karakteristik yang mendekati desain.

4.2. Pengujian Pensaklaran Mode Buck

Pengujian pensaklaran bertujuan mengetahui bentuk gelombang sinyal untuk memverifikasi keadaan pensaklaran pada topologi konverter ini pada saat mode operasi *buck*. Pada mode ini, Sa1 *on* dan Sa2 *off*. Pengujian dilakukan dengan mengamati bentuk gelombang pada MOSFET yaitu tegangan *gate-source*, tegangan *drain-source* dan arus *drain-souce* pada switch S1 dan S2 yang mengalami pensaklaran secara periodik.



Gambar 4.3 Bentuk gelombang pensaklaran S1 pada mode *buck*
(a)Transisi *turn on* (b) Transisi *Turn off*



Gambar 4.4 Bentuk gelombang pensaklaran S2 pada mode *buck*
(a)Transisi *turn on* (b) Transisi *Turn off*

Pengamatan bentuk gelombang dilakukan pada saat transisi kondisi *turn on* dan transisi kondisi *turn off*. Transisi kondisi *turn on* ditandai dengan naiknya sinyal tegangan *gate-source* menjadi *high*. Sedangkan transisi kondisi *turn off* ditandai dengan turunnya sinyal tegangan *gate-source* menjadi *low*.

Pada gambar 4.3, dapat dilihat bentuk gelombang hasil pengamatan osiloskop pada *switch* S1 yaitu V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} dalam satu periode penuh. Dapat dilihat bahwa sesaat sebelum V_{GS1} di-*trigger*, tegangan *switch* V_{DS1} turun terlebih dahulu. Lalu setelah V_{GS1} di-*trigger*, arus I_{DS1} naik. Dengan begitu keadaan ZVS pada saat S1 *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, arus I_{DS1} turun dan tegangan V_{DS1} naik secara bersamaan. Maka pada transisi *turn off* hanya terjadi keadaan *hard switching*.

Bentuk gelombang pada *switch* S2 yaitu V_{GS2} , V_{S2} , i_{S2} dalam satu periode penuh dapat dilihat pada gambar 4.4. pada gambar tersebut dapat dilihat saat V_{GS1} belum di *trigger*, tegangan *switch* turun terlebih dahulu yang menandakan bahwa keadaan ZVS tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, baik arus maupun tegangan *switch* baru berubah ketika *trigger* pada V_{GS1} bernilai *low*. Maka pada saat *turn off* hanya terjadi keadaan *hard switching*.

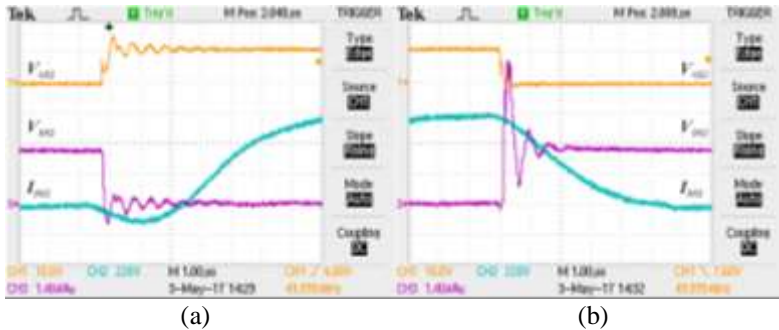
4.3. Pengujian Pensaklaran Mode Boost

Pada pengujian pensaklaran mode operasi boost, Sa1 *off* dan Sa2 *on*. Tujuannya untuk mengamati keadaan pensaklaran saat mode operasi *boost* pada hasil implementasi alat. Pengujian dilakukan dengan mengamati bentuk gelombang pada MOSFET yaitu tegangan *gate-source*, tegangan *drain-source* dan arus *drain-souce* pada *switch* S1 dan S2 dimana kedua *switch* tersebut mengalami pensaklaran secara periodik. Sama dengan mode operasi *buck*, pengamatan bentuk gelombang pada mode operasi *boost* dilakukan pada saat transisi kondisi *turn on* dan transisi kondisi *turn off*.

Pada gambar 4.5, dapat dilihat bentuk gelombang hasil pengamatan osiloskop pada *switch* S1 yaitu V_{GS1} , V_{S1} , i_{S1} dalam satu periode penuh. Dapat dilihat bahwa sesaat sebelum V_{GS1} di-*trigger*, tegangan *switch* V_{DS1} turun terlebih dahulu. Lalu setelah V_{GS1} di-*trigger*, arus I_{DS1} naik. Dengan begitu keadaan ZVS pada saat S1 *turn on* tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, arus I_{DS1} turun dan tegangan V_{DS1} naik secara bersamaan. Maka pada transisi *turn off* hanya terjadi keadaan *hard switching*.



Gambar 4.5 Bentuk gelombang pensaklaran S1 pada mode *boost*
(a)Transisi *turn on* (b) Transisi *Turn off*

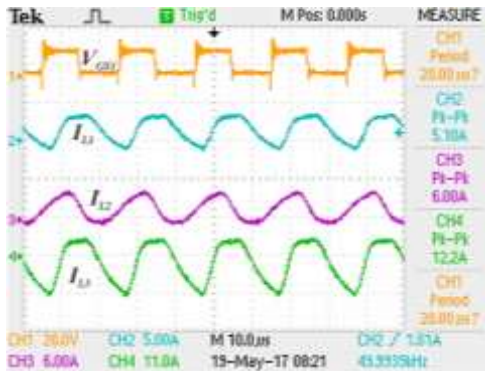


Gambar 4.6 Bentuk gelombang pensaklaran S2 pada mode *boost*
(a)Transisi *turn on* (b) Transisi *Turn off*

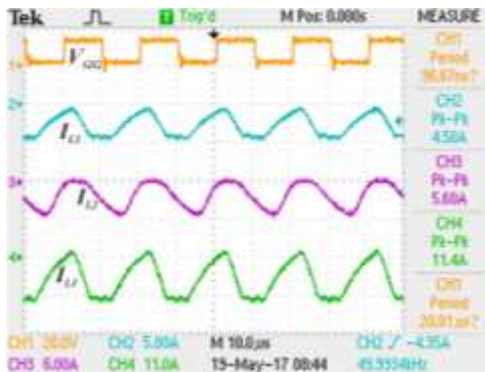
Bentuk gelombang pada *switch* S2 yaitu V_{GS2} , V_{S2} , i_{S2} dalam satu periode penuh dapat dilihat pada gambar 4.6. pada gambar tersebut dapat dilihat saat V_{GS2} belum di *trigger*, tegangan *switch* turun terlebih dahulu yang menandakan bahwa keadaan ZVS tercapai. Sedangkan pada saat proses *turn off*, baik arus maupun tegangan *switch* baru berubah ketika *trigger* pada V_{GS2} bernilai *low*. Maka pada saat *turn off* hanya terjadi keadaan *hard switching*.

4.4. Pengujian Arus pada Induktor

Pengujian arus induktor bertujuan untuk mengetahui bentuk gelombang arus apakah sudah sesuai dengan desain atau belum. Pengujian ini dilakukan dengan mengamati gelombang arus pada induktor L1, L2 dan L3. Berikut adalah bentuk gelombang yang dihasilkan.



Gambar 4.7 Bentuk gelombang arus V_{GS1} , i_{L1} , i_{L2} dan i_{L3} pada mode *buck*



Gambar 4.8 Bentuk gelombang arus V_{GS2} , i_{L1} , i_{L2} dan i_{L3} pada mode *boost*

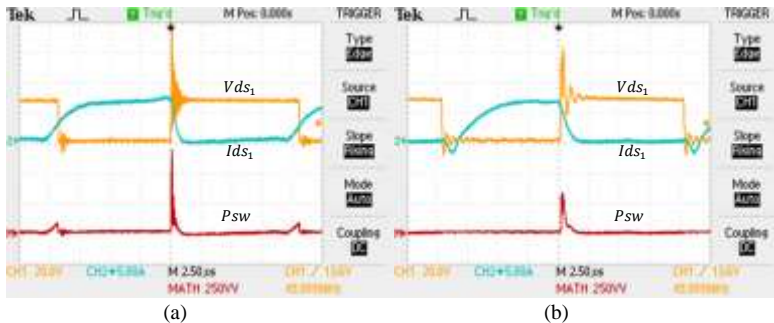
Gambar 4.7 menunjukkan bentuk gelombang arus induktor L1 (i_{L1}), arus induktor L2 (i_{L2}) dan arus induktor L3 (i_{L3}) saat mode operasi *buck*. Dapat dianalisis bahwa saat S1 dalam keadaan *switch on*, dan S2 dalam keadaan *switch off*, maka arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *charging* karena mendapatkan energi dari tegangan *input*. Arus pada

induktor L2 *discharging* hingga bernilai nol dan tetap kosong selama selang waktu ini. Sedangkan saat *switch* S1 dalam keadaan *switch off*, dan *switch* S2 dalam keadaan *switch on*, arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *discharging* dengan ripple arus sebesar 5,1 ampere dan 12,2 ampere. Sedangkan arus pada induktor L2 terus mengalami *charging* sebesar 6 ampere hingga S2 *switch off*. Dapat disimpulkan bahwa karakteristik gelombang telah sesuai dan ripple arus yang dihasilkan telah mendekati hasil simulasi.

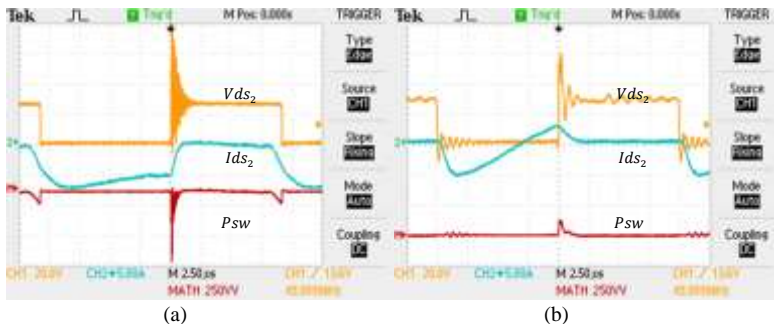
Gambar 4.8 menunjukkan bentuk gelombang arus induktor L1, L2 dan L3 saat mode operasi *boost*. Dapat dianalisis bahwa saat S1 dalam keadaan *switch off*, dan S2 dalam keadaan *switch on*, maka arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *charging* karena mendapatkan energi dari tegangan *input*. Arus pada induktor L2 *discharging* hingga bernilai nol dan tetap kosong selama selang waktu ini. Sedangkan saat *switch* S1 dalam keadaan *switch on*, dan *switch* S2 dalam keadaan *switch off*, arus pada induktor L1 dan L3 mengalami *discharging* dengan ripple arus sebesar 4,5 ampere dan 11,4 ampere. Sedangkan arus pada induktor L2 terus mengalami *charging* sebesar 5,6 ampere hingga S1 *switch off*. Dapat disimpulkan bahwa karakteristik gelombang telah sesuai dan ripple arus yang dihasilkan telah mendekati hasil simulasi. Perbedaan terjadi dikarenakan hasil pembuatan induktor pada implementasi tidak sama persis dengan nilai parameter yang dihitung sebelumnya. Bentuk gelombang arus induktor pada mode operasi *buck* dan mode operasi *boost* adalah sama. Namun, pada mode *boost*, polaritas arus yang mengalir terbalik bila dibandingkan dengan mode operasi *buck*.

4.5. Analisa *switching loss* pada Konverter Bidirectional

Berikut adalah hasil pengujian *switching loss* rangkaian konverter bidirectional dengan induktor terkopel. Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui *switching loss* pada rangkaian. Pengujian ini dilakukan dengan melihat gelombang V_{ds} dan I_{ds} serta pengalihan channel 1 dan channel 2 dengan menggunakan *math*. Setelah itu daya instaneous dihitung untuk mengetahui *switching loss* berdasarkan grafik output osiloskop.



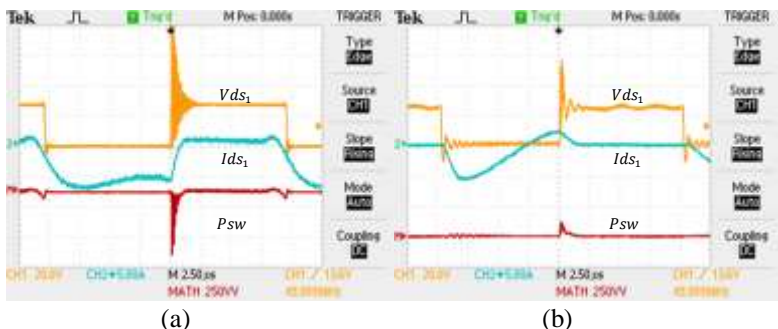
Gambar 4.9 Grafik *switching loss* pada switch S1 mode *buck*
 (a) *Hard switching* (b) *Soft switching*



Gambar 4.10 Grafik *switching loss* pada switch S2 mode *buck*
 (a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

Gambar 4.9 dan 4.10 menunjukkan *switching loss* untuk *hard switching* dan *soft switching* pada saat konverter beroperasi mode *buck*. Pada saat *hard switching*, *switching loss* sebesar 12,76 watt sedangkan pada saat *soft switching*, *switching loss* sebesar 8,20 watt. Nilai tersebut mengalami penurunan akibat keadaan *soft switching* pada saat *turn on*.

Gambar 4.11 dan 4.12 menunjukkan *switching loss* untuk *hard switching* dan *soft switching* pada saat konverter beroperasi mode *boost*. Pada saat *hard switching*, *switching loss* sebesar 10,98 watt sedangkan pada saat *soft switching*, *switching loss* sebesar 8,13 watt. Nilai tersebut mengalami penurunan akibat keadaan *soft switching* pada saat *turn on*.



Gambar 4.11 Grafik *switching loss* pada switch S2 mode boost
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*



Gambar 4.12 Grafik *switching loss* pada switch S2 mode boost
(a) *Hard switching* (b) *Soft switching*

Tabel 4.1 Tabel *switching loss* pada implementasi

Mode	<i>Switching loss</i> (W)		Pengurangan Loss (%)
	<i>Hard switching</i>	<i>Soft switching</i>	
<i>Buck</i>	12,76	8,20	-35,73
<i>Boost</i>	10,98	8,13	-25,96

Tabel 4.1 menunjukkan data *switching loss* baik pada mode *buck* maupun mode *boost* pada hasil implementasi. Kedua buah mode operasi memiliki penurunan *switching loss* sebesar 35,73 % pada mode *buck* dan 25,96 % pada mode *boost*.

4.6. Analisa Efisiensi *Hard-Switching* dan *Soft-Switching* pada Konverter Bidirectional

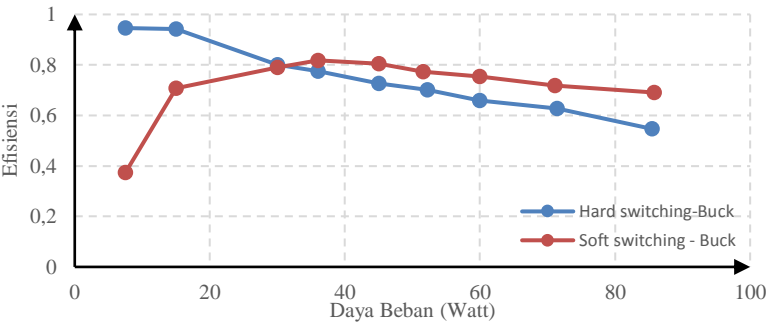
Berikut adalah hasil pengujian efisiensi rangkaian konverter bidirectional dengan induktor terkopel. Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui apakah karakteristik dan kinerja dari rangkaian konverter yang telah diimplementasikan sudah baik atau belum. Pengujian ini dilakukan dengan cara memberikan tegangan *input* yang konstan yaitu 30 volt dan beban yang diubah-ubah. Beban diubah bertujuan untuk mendapatkan daya *output* yang berubah-ubah. Perubahan beban dilakukan mulai dari 7% - 85% dari desain yang telah ditentukan. Dengan perubahan beban tersebut akan didapatkan data daya *input* dan daya *output*. pengujian efisiensi dilakukan tanpa memperhatikan rangkaian kontrol. Untuk menghitung efisiensi dapat dilakukan dengan membandingkan daya *output* dengan daya *input*. Tabel 4.2 merupakan data hasil pengujian efisiensi pada rangkaian konverter *bidirectional* mode operasi *buck* dan tabel 4.3 merupakan data hasil pengujian efisiensi pada rangkaian konverter *bidirectional* mode operasi *boost*. Kedua tabel tersebut menyajikan data hasil pengujian baik pada keadaan *hard switching* maupun *soft switching*.

Tabel 4.2 Efisiensi rangkaian konverter DC-DC *bidirectional* mode operasi *buck*

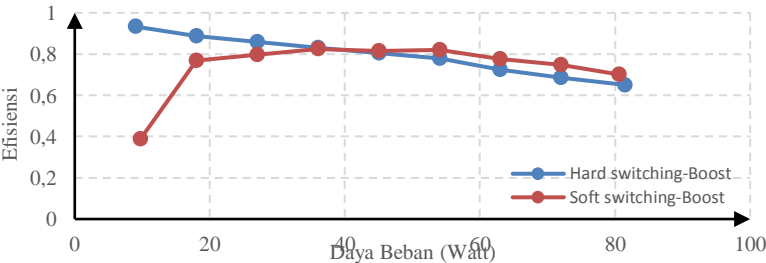
No	<i>Hard Switching</i>			<i>Soft Switching</i>		
	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	efisiensi (%)	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	efisiensi (%)
1	7,50	7,09	94,6	7,50	2,80	37,33
2	15,00	14,13	94,2	15,00	10,60	70,69
3	30,00	24,024	80,08	30,00	23,70	79,00
4	36,00	27,87	77,43	36,00	29,45	81,80
5	45,00	32,73	72,74	45,00	36,20	80,46
6	52,20	36,59	70,10	51,60	39,89	77,31
7	60,00	39,52	65,88	60,00	45,22	75,37
8	71,40	44,74	62,66	71,10	51,03	71,77
9	85,50	46,72	54,64	85,80	59,25	69,05

Tabel 4.3 Efisiensi rangkaian konverter DC-DC *bidirectional* mode operasi *boost*

No	Hard Switching			Soft Switching		
	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	efisiensi (%)	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	efisiensi (%)
1	9,00	8,40	93,33	9,75	3,79	38,92
2	18,00	15,96	88,66	18,00	13,81	76,75
3	27,00	23,22	86,00	27,00	21,50	79,63
4	36,00	29,90	83,05	36,00	29,68	82,44
5	45,00	36,25	80,55	45,00	36,72	81,60
6	54,00	42,00	77,77	54,00	44,25	81,95
7	63,00	45,715	72,56	63,00	48,85	77,54
8	72,00	49,35	68,54	72,00	53,82	74,75
9	81,45	53,00	65,07	80,55	56,54	70,19

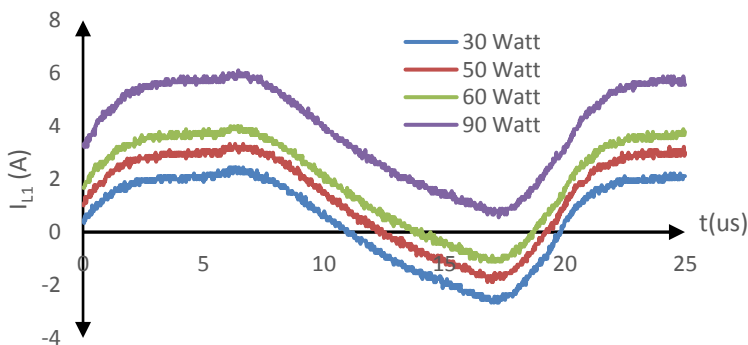


Gambar 4.13 Grafik efisiensi rangkaian konverter DC-DC *bidirectional* mode operasi *buck*



Gambar 4.14 Grafik efisiensi rangkaian konverter DC-DC *bidirectional* mode operasi *boost*

Gambar 4.13 merupakan grafik perbandingan efisiensi pada mode operasi buck. Sedangkan gambar 4.14 merupakan grafik perbandingan efisiensi pada mode operasi *buck*. Dapat dilihat bahwa pada saat beban yang terpasang 35 hingga 85 watt, efisiensi konverter pada saat keadaan *soft switching* lebih tinggi bila dibandingkan dengan keadaan *hard switching*. Namun pada saat beban rendah yaitu nol hingga 30 watt, efisiensi konverter pada saat keadaan *soft switching* lebih rendah daripada keadaan *hard switching*. Hal ini terjadi karena ada energi tersimpan yang tidak termanfaatkan pada salah satu induktor sehingga menyebabkan rugi rugi komutasi tambahan pada rangkaian tambahan.

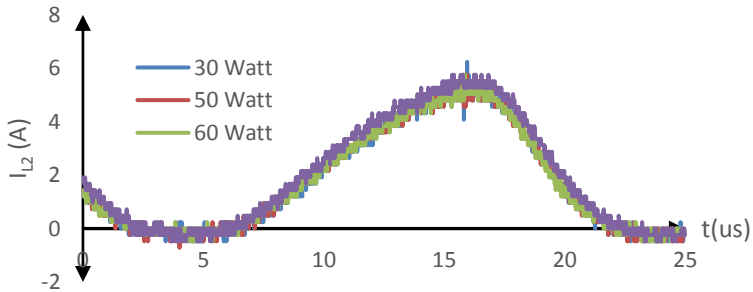


Gambar 4.15 Grafik arus I_{L1} pada mode operasi *buck*

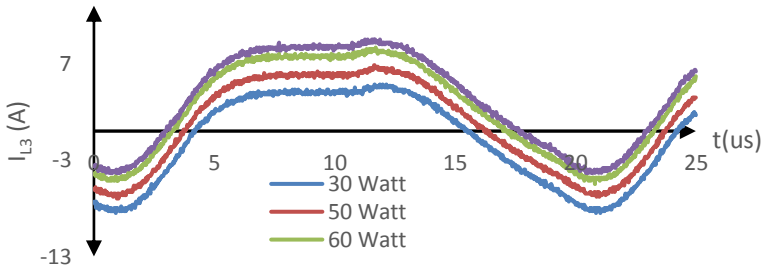
Pada gambar 4.15 merupakan gelombang arus pada i_{L1} di berbagai macam level pembebanan. Arus ini merepresentasikan stress arus pada konverter *bidirectional* pada rangkaian utama. Semakin tinggi pembebanan pada konverter, arus yang disuplai semakin besar sehingga rugi rugi konduksi pada konverter akan semakin besar. Sedangkan pada saat terpasang beban rendah, arus yang disuplai kecil sehingga rugi rugi konduksi konverter kecil. Maka bila konverter dioperasikan dalam keadaan *hard switching*, efisiensi akan tinggi diawal dan semakin turun bila beban ditambahkan. Sedangkan apabila konverter dioperasikan dalam keadaan *soft switching*, terdapat rugi rugi pada rangkaian tambahan yang mempengaruhi keseluruhan efisiensi pada konverter.

Rugi rugi pada rangkaian tambahan dapat dianalisa dari induktor L2 dan L3. Pada gambar 4.17 merupakan gelombang arus pada i_{L3} diberbagai macam level pembebanan. Dapat dilihat bahwa semakin kecil

pembebanan pada rangkaian konverter, maka nilai minimal absolut dari i_{L3} akan semakin besar. Berdasarkan persamaan 2.40, semakin besar nilai absolut i_{L3} minimal, maka energi yang tersimpan pada induktor L3 akan semakin besar. Akibatnya ketika pembebanan rendah, energi yang tersimpan pada induktor besar, sedangkan energi yang dibutuhkan kapasitor tetap. Hal ini menyebabkan rugi-rugi konduksi yang besar saat beban rendah ketika keadaan *soft switching* aktif. Gambar 4.16 merupakan gelombang arus pada i_{L2} diberbagai macam level pembebanan dimana arus *peak-peak* relative sama. Nilai arus *peak-peak* sama dengan nilai arus maksimum L2. Maka rugi-rugi konduksi pada rangkaian tambahan pada L2 tetap meskipun beban berubah-ubah.



Gambar 4.16 Grafik arus i_{L2} pada mode operasi *buck*



Gambar 4.17 Grafik arus i_{L3} pada mode operasi *buck*

Agar selalu mendapat efisiensi yang bagus pada topologi konverter ini, konverter dapat diatur antara keadaan *hard switching* dan *soft switching*. Ketika beban yang terpasang tinggi, konverter diatur dalam keadaan *soft switching*. Namun ketika terpasang beban yang rendah, maka konverter diatur pada keadaan *hard switching*.

Selain itu, efisiensi dari konverter ini dapat ditingkatkan dengan memperhatikan manajemen panas pada setiap komponen terutama komponen semikonduktor karena rawan dengan rugi daya, memilih jenis komponen yang berkualitas tinggi sehingga memiliki *parasitic component* yang tidak terlalu besar. Selain itu juga perlu mempertimbangkan *spacing* antar komponen yang digunakan dalam rangkaian sehingga dapat mengurangi besarnya *parasitic component* dari faktor konduktor namun juga tidak menyebabkan *electromagnetic interference* yang terlalu besar.

BAB 5

PENUTUP

5.1. Kesimpulan

Kesimpulan Berdasarkan hasil simulasi dan implementasi rangkaian konverter DC DC *Bidirectional* dengan inductor terkopel dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Rangkaian Konverter DC-DC bidirectional dengan inductor terkopel dapat memperoleh keadaan soft switching yaitu *Zero Voltage Switching (ZVS)* pada saat *turn on*.
2. Hasil dari simulasi dan implementasi alat telah sesuai dengan teori yang telah dibuat. Hal ini ditunjukkan melalui pengujian yang telah dilakukan.
3. Implementasi alat pada rangkaian konverter memiliki rata-rata efisiensi yaitu sebesar 71,42 % untuk mode *buck* dan 73,75 % untuk mode *boost* dengan efisiensi tertinggi yaitu mencapai 81,8% pada pembebanan 40 watt untuk mode *buck* dan 82,44% pada pembebanan 40 watt untuk mode *boost*.
4. Pada simulasi terjadi penurunan *switching loss* sebesar 70,83 % pada mode *buck* dan 68,93% pada mode *boost*. Pada implementasi terjadi penurunan *switching loss* sebesar 35,73 % pada mode *buck* dan 25,96 % pada mode *boost*.
5. Pada saat beban rendah efisiensi pada saat *hard switching* lebih tinggi daripada *soft switching* sedangkan pada saat beban tinggi efisiensi saat *soft switching* lebih tinggi daripada *hard switching*.

5.2. Saran

Adapun saran pada penelitian ini yang dapat digunakan sebagai referensi pengembangan penelitian selanjutnya adalah:

1. Memilih komponen di pasaran yang mampu dioperasikan dengan frekuensi tinggi.
2. Rancang bangun induktor dan rangkaian PCB perlu diperbaiki untuk mendapatkan hasil yang sesuai dengan desain perencanaan sehingga dapat meningkatkan kinerja pada saat implementasi alat.
3. Melakukan analisa lebih lanjut mengenai *soft switching* pada konverter *Bidirectional* agar mendapatkan efisiensi yang lebih besar.

--Halaman ini sengaja dikosongkan--

DAFTAR PUSTAKA

- [1] a. A. K. Hao Chen, "Hybrid Energy Storage System for Unmanned Aerial Vehicle (UAV)," dalam *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Arizona, 2010.
- [2] L. Jiang, C. C. Mi, S. Li, M. Zhang, X. Zhang dan C. Yin, "A Novel Soft-Switching Bidirectional DC–DC Converter With Coupled Inductors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, pp. 2730-2740, November/December 2013.
- [3] L. Karunarathne, An Intelligent Power Management System for Unmanned Aerial Vehicle Propulsion Applications, Bedford: Cranfield University, 2012.
- [4] F. Krismer, J. Biela dan J. W. Kolar, "A Comparative Evaluation of Isolated Bi-directional DC/DC Converters with Wide Input and Output Voltage Range," dalam *IEEE Industry Applications Conference*, Kowloon, Hong Kong, China, 2005.
- [5] M. Ashari, Sistem Konverter DC, Surabaya: ITS Press, 2012.
- [6] D. W. Hart, Power Electronics, Newyork, USA: Pearson Education, Inc., 2011.
- [7] A. A. a. R. K. Neelam Rathi, "Comparative Study of Soft Switching and Hard Switching For Brushless DC Motor," *International Journal of Recent Trends in Electrical & Electronics Eng.*, vol. 1, no. 1, pp. 1-5, May 2011.
- [8] C.-T. Tsai dan W.-M. Chen, "Buck Converter with Soft-Switching Cells for PV Panel Applications," *Energies*, vol. 9, no. 3, p. 148, 2016.
- [9] K. T. Chau, T. W. Ching dan a. C. C. Chan, "Bidirectional soft-switching converter-fed DC motor drives," dalam *Proc. 29th Annu. IEEE PESC*, Fukuoka, Japan, 1998.
- [10] E. Adib dan a. H. Farzanehfard, "Soft switching bidirectional DC–DC converter for ultracapacitor–batteries interface Soft switching bidirectional DC–DC converter for ultracapacitor–batteries interface," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 12, p. 2879–2884, 2009.

- [11] J. Zhang, J.-S. Lai, R.-Y. Kim dan a. W. Yu, "High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, July 2007.
- [12] M. R. Mohammadi dan H. Farzanehfard, "New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Bidirectional Converters With Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 912-919, 2012.
- [13] J. A. d. D. R. C. Svoboda, Introduction to Electric Circuits, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2014.
- [14] L. R. Diana, "Inductors, Practical Magnetic Design: Inductors and Coupled".
- [15] Z. Zhang, COUPLE INDUCTOR MAGNETICS IN POWER ELECTRONICS, Pasadena, California: Thesis, 1987.
- [16] A. M. Niknejad, "Coupled Inductor as Transformers," dalam *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*, New York, Cambridge University Press, 2007, p. 296.
- [17] a. X. R. Zhiling Liao, "Control Strategy of Bi-directional DC/DC Converter for a Novel Stand-alone Photovoltaic Power System," dalam *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* , Harbin, China, September 3-5, 2008.

LAMPIRAN

```
//Script Arduino sinyal PWM beserta deadtime.
#define PCPWM_S1 12
#define PCPWM_S2 11
#define DCtuner A12
#define DTtuner A11
int SWmode = 52;
int MD=0;
int HOLDB=0;
int Sa1=50;
int Sa2=48;

void setup()
{
  /*Initialize Timer*/
  TCCR1B = TCCR1B & ~ ((1 << CS12) | (1 << CS11) | (1 << CS10));
  pinMode (PCPWM_S1, OUTPUT); // Timer B
  pinMode (PCPWM_S2, OUTPUT); // Timer A
  TCCR1A =
    (1 << COM1A1) | (0 << COM1A0) | (1 << COM1B1) |
    (1 << COM1B0) | (1 << WGM11) | (0 << WGM10);
  TCCR1B =
    (0 << ICNC1) | (0 << ICES1) | (1 << WGM13) |
    (0 << WGM12) | (0 << CS12) | (0 << CS11) |
    (0 << CS10);
  ICR1 = 160;
  OCR1A = 0;
  OCR1B = 0;
  TCCR1B = TCCR1B | (0 << CS12) | (0 << CS11) | (1 << CS10);
}

void loop()
{
  int NOW = digitalRead(SWmode);
  if (NOW==HIGH){
    HOLDB=HOLDB+1;
```

```

    if (HOLDB==20){
        MD=MD+1;
        HOLDB=0;
    }
}
else if (NOW==LOW){
    HOLDB=0;
}
int Freq=16000/(1*2*ICR1);
float DC=analogRead(DCtuner);
float DT=analogRead(DTtuner);
analogWrite (PCPWM_S1, ((DC)/1024.0*ICR1));
analogWrite (PCPWM_S2, ((DC-(DT/5.0))/1024.0*ICR1));
if (MD==1){
    digitalWrite(Sa1, HIGH);
    digitalWrite(Sa2, LOW);
}
else if (MD==2){
    digitalWrite(Sa1, LOW);
    digitalWrite(Sa2, HIGH);
}
else {
    MD=0;
    digitalWrite(Sa1, LOW);
    digitalWrite(Sa2, LOW);
}
}

```

RIWAYAT PENULIS



Penulis buku Tugas Akhir dengan judul “Desain dan Implementasi *Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter* dengan Metode Induktor Terkopel untuk Aplikasi Energy Storage System pada Pesawat Tanpa Awak Tenaga Surya” bernama lengkap Dian Akbar Karismasani. Penulis yang akrab disapa Akbar lahir di Merauke pada tanggal 8 Juni 1995. Penulis tinggal bersama orang tua dan adik di Kabupaten Probolinggo. Penulis telah menyelesaikan pendidikan yaitu di SD Negeri Patokan 1 Kraksaan-Probolinggo pada tahun 2007, SMP Negeri 1 Kraksaan-Probolinggo pada tahun 2010, MAN 3 Malang pada tahun 2013, dan pendidikan tingkat tinggi di Jurusan Teknik Elektro ITS pada tahun 2017. Selama masa perkuliahan, penulis aktif di berbagai organisasi dan kepanitiaan, seperti: Staff dan Kabi Media Informasi Departemen Komunikasi dan Informasi Himpunan Mahasiswa Teknik Elektro Periode 2014/2017, Layouter majalah Silikon V dan Silikon VI, dan Asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik hingga tahun 2017. Penulis juga sempat aktif dibidang keilmiahan dan telah mendapatkan prestasi ditingkat jurusan serta mencapai finalis ditingkat nasional.

--Halaman ini sengaja dikosongkan--